SIEMENS

Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen

Datenbuch 1985/86

Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht/Allgemeine Angaben

Operationsverstärker, Leistungsoperationsverstärker

Komparatoren, Schwellenwertschalter

Schaltnetzteile, Spannungsregler

Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber, Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays

Thyristor- und Triacansteuerungen

A/D-Wandler

Zeitgeberschaltungen

Tongeberschaltungen

Fernsteuerungen

ICs für professionelle Funkgeräte

Ansteuerschaltungen für Motoren

ICs für Sensoranwendungen, Näherungsschalter, Hallschaltungen, Lichtsensoren

Nichtflüchtige Speicher

Sonstige ICs

Gehäusebauformen

Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)

SIEMENS

Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen

Datenbuch 1985/86

Siemens Aktiengesellschaft

Problemlos bestellen mit der SBS Preis- und Lagerliste

Für Kunden in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Die SBS Preis- und Lagerliste mit etwa 800 Seiten erscheint jährlich neu. Sie umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens Bauteile-Gesamtprogramm mit Preisen und den wichtigsten Daten.

Ihre Bestellungen richten Sie bitte an den Vertrieb Bauteile (VB) der Ihnen nächstgelegenen Siemens-Anschrift (siehe Anschriftenverzeichnis).

Die SBS Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei

Siemens AG
Infoservice
Postfach 146
8510 Fürth
Tel. (09 11) 30 01-2 60
Tx. 623313
FAX (09 11) 30 01-2 71
Stichwort „SBS Preis- und Lagerliste".

Für Kunden im Ausland

dient als Bezugsquelle der Vertrieb Bauteile der jeweiligen Landesgesellschaften oder Vertretungen.

Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Bauelemente
Produkt-Information, Balanstraße 73, D-8000 München 80.

Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.

Mit den Angaben werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Fragen über Technik, Preise und Liefermöglichkeiten richten Sie bitte an den Vertrieb Bauteile (VB) der Ihnen nächstgelegenen Siemens-Anschrift in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) oder an unsere Landesgesellschaften im Ausland (siehe Anschriftenverzeichnis).

Inhaltsverzeichnis

1. Typenübersicht Seite

1.1 Typen alphanumerisch geordnet 8
1.2 Typen nach Anwendungen geordnet 13

2. Allgemeine Angaben

2.1 Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen 19
2.2 Einbauhinweise 19
2.3 Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen 24
2.4 Beschreibung der Datenangaben 27
2.5 Angaben zur Qualität 28
2.6 Logische Daten und Symbole 32
2.7 Vorwort zu Operationsverstärkern 35

3. Technische Daten 45

4. Gehäusebauformen 625

5. Siemens in Ihrer Nähe (Anschriftenverzeichnis) 643

1.1 Typen alphanumerisch geordnet

Typ	Bestellnummer		Seite
FZH 211S	Q67000-H639-S1	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	271
FZH 215S	Q67000-H2431	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	271
▼FZL 4141B	Q67000-H2357	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	263
▼FZL 4145B	Q67000-H2358	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	263
HKZ 101	Q67000-S64	Hall-Magnetgabelschranke	554
HKZ 101S	Q67000-S64-E10	Hall-Magnetgabelschranke	554
■S 0272S1	Q67000-A985-S1	Näherungsschalter	513
■S 0272S1K	Q67000-A985	Näherungsschalter	513
S 89	Q67000-H1694	Einstellbarer Teiler für 500 MHz	476
S 178A	Q67100-Z139	Video-Impulsgeber	581
S 187B	Q67100-Y199	Digitaler Frequenzaufbereitungsbaustein	482
S 187C	Q67100-Y868	Digitaler Frequenzaufbereitungsbaustein	482
S 353	Q67000-R109	Programmierbare Diodenmatrix	492
S 360B110	Q67000-Y555-V110	3fach 16-bit-Vor-/Rückwärtszähler mit 8-bit-Datenbus	591
S 360B110C	Q67000-Y555-C110	3fach 16-bit-Vor-/Rückwärtszähler mit 8-bit-Datenbus	591
▼S 360B114	Q67000-Y555-V114	Universell programmierbarer Zähler mit Flankenauswerteschaltung	601
S 576A	Q67100-Y518	Elektronischer Helligkeitsregler	343
S 576B	Q67100-Y519	Elektronischer Helligkeitsregler	343
S 576C	Q67100-Y506	Elektronischer Helligkeitsregler	343
S 576D	Q67100-Y520	Elektronischer Lichtschalter	343
S 1531G	Q67000-A2063	NF-Verstärker für 1 V	614
SAB 0529	Q67000-H2176	Programmierbarer Digitaler Timer	387
▼SAB 0529G	Q67000-H2952	Programmierbarer Digitaler Timer	387
SAB 0600	Q67000-H1948	Dreiklang-Gong	409
SAB 0601	Q67000-H2312	Einton-Gong	409
SAB 0602	Q67000-H2313	Zweiton-Gong	409
SAB 4209	Q67100-Y460	Infrarot-Fernsteuersystem – Empfänger	426
▼SAE 0700	Q67000-A2445	Signalton-Generator	417
SAJ 141	Q67100-N62	1000:1, 100:1, 10:1 Teiler	404

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
■SAS 231L	Q67000-A1468-L	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	543
■SAS 231W	Q67000-A1468-W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	543
■SAS 241	Q67000-S50	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit dynamischem Ausgang	545
■SAS 241S4	Q67000-S50-S4	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit dynamischem Ausgang	545
■SAS 250	Q67000-S46	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter für erhöhte Umgebungstemperatur	547
SAS 251	Q67000-S47	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit statischem Ausgang	549
SAS 251S4	Q67000-S47-S4	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit statischem Ausgang	549
SAS 251S5	Q67000-S47-S5	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit statischem Ausgang	549
■SAS 261	Q67000-S59	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit Freigabeeingang	551
■SAS 261S4	Q67000-S59-S4	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit Freigabeeingang	551
SDA 2006	Q67100-Q264	Nichtflüchtiger Speicher 512-bit-EAROM	563
SDA 2014	Q67000-Y538	Kaskadierbarer LED-Anzeigentreiber	293
SDA 2116	Q67100-A2128	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-E^2PROM	573
SDA 2131	Q67000-A2044	Statischer LED-Anzeigentreiber mit Dunkeltastung	287
SDA 2208	Q67000-A2201	Fernsteuer-Sendebaustein mit IR-Diodentreiber	438
SDA 3206	Q67100-Y577	Infrarot-Fernsteuersystem – Sender	447
■SDA 5010	Q67000-Y621	6-bit-Analog-Digital-Wandler	355
▼SDA 5200N	Q67000-A2242	6-bit-Analog-Digital-Wandler	373
▼SDA 5200S	Q67000-A2243	6-bit-Analog-Digital-Wandler	379
SDA 6020	Q67000-Y584	6-bit-Analog-Digital-Wandler	365
▼SLE 43215 P/SH100	Q67120-C154	Heizungsregler	617
TAA 762	Q67000-A523	Operationsverstärker	45
TAA 762A	Q67000-A2271	Operationsverstärker	45
TAA 762G	Q67000-A2273	Operationsverstärker	45
TAA 765A	Q67000-A524	Operationsverstärker	45
TAA 765G	Q67000-A599-G1	Operationsverstärker	45

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
TAA 2762	Q67000-A1029	Doppeloperationsverstärker	85
TAA 2762A	Q67000-A2499	Doppeloperationsverstärer	85
TAA 2765A	Q67000-A1031	Doppeloperationsverstärker	85
TAA 4762A	Q67000-A2502	Vierfachoperationsverstärker	111
TAA 4765A	Q67000-A1033	Vierfachoperationsverstärker	111
TAE 1453A	Q67000-A2017	PNP-Operationsverstärker	63
TAE 1453G	Q67000-A2106	PNP-Operationsverstärker	63
TAE 2453A	Q67000-A2107	Doppel-PNP-Operationsverstärker	95
TAE 2453G	Q67000-A2108	Doppel-PNP-Operationsverstärker	95
TAE 4453A	Q67000-A2109	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	119
TAE 4453G	Q67000-A2152	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	119
TAF 1453A	Q67000-A2269	PNP-Operationsverstärker	63
TAF 1453G	Q67000-A2209	PNP-Operationsverstärker	63
TAF 2453A	Q67000-A2210	Doppel-PNP-Operationsverstärker	95
TAF 2453G	Q67000-A2209	Doppel-PNP-Operationsverstärker	95
TAF 4453A	Q67000-A2212	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	119
TAF 4453G	Q67000-A2213	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	119
TBA 221B	Q67000-A281	Operationsverstärker	72
TBA 221G	Q67000-A923-G1	Operationsverstärker	72
TBA 222	Q67000-A97	Operationsverstärker	72
TBA 222S1	Q67000-A97-S1	Operationsverstärker	72
TBA 222B	Q67000-A2280	Operationsverstärker	72
TBA 222G	Q67000-A97-G1	Operationsverstärker	72
▼TBB 146	Q67100-Y914	PLL-Frequenzsynthesizer	469
TBB 469	Q67000-A2025	FM-Empfänger-IC	457
TBB 741G	Q67000-A1498-G1	Operationsverstärker	72
TBB 1458B	Q67000-A1036	Doppeloperationsverstärker	104
TBB 1458G	Q67000-A1485-G1	Doppeloperationsverstärker	104
TBB 1469	Q67000-A1909	FM-Empfänger-IC	461
▼TBB 2469G	Q67000-A2392	FM-Empfänger-IC	465
TBC 2332	Q67000-A1163	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	89
TBC 2332B	Q67000-A2500	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	89
TBC 4332A	Q67000-A2503	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	115
TBE 2335B	Q67000-A1165	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	89
TBE 4335A	Q67000-A1167	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	115

▼ Neuer Typ

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
TCA 105	Q67000-A527	Schwellenwertschalter	149
TCA 105B	Q67000-A587	Schwellenwertschalter	149
TCA 105G	Q67000-A988-G1	Schwellenwertschalter	149
■TCA 205A	Q67000-A1034	Näherungsschalter	513
■TCA 205K	Q67000-A1034-K	Näherungsschalter	513
▼TCA 305A	Q67000-A2291	Näherungsschalter	523
▼TCA 305G	Q67000-A2305	Näherungsschalter	523
TCA 312	Q67000-A1004	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	155
TCA 312A	Q67000-A2048	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	155
TCA 312G	Q67000-A2509	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	155
TCA 315A	Q67000-A561	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	155
TCA 315G	Q67000-A1005-G1	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	155
TCA 322	Q67000-A1009	Komparator TTL-kompatibel	163
TCA 322A	Q67000-A2501	Komparator TTL-kompatibel	163
TCA 322G	Q67000-A2508	Komparator TTL-kompatibel	163
TCA 325A	Q67000-A562	Komparator TTL-kompatibel	163
TCA 325G	Q67000-A1012-G1	Komparator TTL-kompatibel	163
TCA 332	Q67000-A1016	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	56
TCA 332A	Q67000-A2272	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	56
TCA 332G	Q67000-A2270	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	56
TCA 335A	Q67000-A563	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	56
TCA 335G	Q67000-A1018-G1	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	56
TCA 345A	Q67000-A564	Schwellenwertschalter	170
TCA 345W	Q67000-A564-W	Schwellenwertschalter	170
▼TCA 355B	Q67000-A2443	Näherungsschalter	523
▼TCA 355G	Q67000-A2444	Näherungsschalter	523
TCA 365	Q67000-A1875	Leistungsoperationsverstärker	129
TCA 365H	Q67000-A2145	Leistungsoperationsverstärker	129
TCA 671	Q67000-T1	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
TCA 671G	Q67000-A2366	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
▼TCA 785	Q67000-A2321	Phasenanschnittsteuerung	309
TCA 871	Q67000-T2	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
TCA 871G	Q67000-A2367	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
TCA 955	Q67000-A983	Drehzahlregler	497
TCA 955K	Q67000-A983-K	Drehzahlregler	497
TCA 965	Q67000-A982	Fensterdiskriminator	174
TCA 971	Q67000-T11	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
TCA 991	Q67000-T12	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
▼TCA 2365	Q67000-A1876	Doppel-Leistungsoperationsverstärker	137

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
TDA 4600-2	Q67000-A2190	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	187
TDA 4600-2D	Q67000-A2171	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	187
▼TDA 4601	Q67000-A2379	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	197
▼TDA 4601D	Q67000-A2390	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	197
TDA 4700	Q67000-Y595	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	212
TDA 4700A	Q67000-Y594	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	212
▼TDA 4714A	Q67000-Y864	Schaltnetzteil IC (SNT)	249
▼TDA 4714B	Q67000-Y869	Schaltnetzteil IC (SNT)	249
▼TDA 4716A	Q67000-Y865	Schaltnetzteil IC (SNT)	237
▼TDA 4716B	Q67000-Y870	Schaltnetzteil IC (SNT)	237
TDA 4718	Q67000-Y638	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	225
TDA 4718A	Q67000-Y639	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	225
TFA 1001W	Q67000-A1357	Fotodiode mit Verstärker	529
TLE 3101	Q67000-A2337	Phasenanschnittsteuerung	326
TLE 3102	Q67000-A2338	Phasenanschnittsteuerung	326
TLE 3103	Q67000-A2339	Phasenanschnittsteuerung	326
TLE 3104	Q67000-A2340	Phasenanschnittsteuerung	326
TLE 4201A	Q67000-A2113	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	502
TLE 4201S	Q67000-A2114	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	502
UAA 170	Q67000-A940	LED-Treiber für Leuchtpunktanzeigen	274
UAA 180	Q67000-A1104	LED-Treiber für Leuchtbandanzeigen	281

▼ Neuer Typ

1.2. Typenübersicht nach Anwendungen geordnet

		Seite
Operationsverstärker		
TAA 762; A; G	Operationsverstärker	45
TAA 765 A; G	Operationsverstärker	45
TCA 332; A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	56
TCA 335 A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	56
TAE 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker	63
TAF 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker	63
TBA 221 B; G	Operationsverstärker	72
TBA 222; S1; B; G	Operationsverstärker	72
TBB 741 G	Operationsverstärker	72
Zweifachoperationsverstärker		
TAA 2762; A	Doppeloperationsverstärker	85
TAA 2765 A	Doppeloperationsverstärker	85
TBC 2332; B	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	89
TBE 2335 B	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	89
TAE 2453 A; G	Doppel-PNP-Operationsverstärker	95
TAF 2453 A; G	Doppel-PNP-Operationsverstärker	95
TBB 1458 B; G	Doppeloperationsverstärker	104
Vierfachoperationsverstärker		
TAA 4762 A	Vierfachoperationsverstärker	111
TAA 4765 A	Vierfachoperationsverstärker	111
TBC 4332 A	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	115
TBE 4335 A	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	115
TAE 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	119
TAF 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	119
Leistungsoperationsverstärker		
TCA 365; H	Leistungsoperationsverstärker	129
▼TCA 2365	Doppel-Leistungsoperationsverstärker	137
Komparatoren, Schwellenwertschalter		
TCA 105; B; G	Schwellenwertschalter	149
TCA 312; A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	155
TCA 315 A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	155
TCA 322; A; G	Komparator TTL-kompatibel	163
TCA 325 A; G	Komparator TTL-kompatibel	163
TCA 345 A; W	Schwellenwertschalter	170
TCA 965	Fensterdiskriminator	174

▼ Neuer Typ

Typenübersicht

Schaltnetzteile, Spannungsregler — Seite

TDA 4600-2; D	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	187
▼TDA 4601; D	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	197
TDA 4700; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	212
TDA 4718; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	225
▼TDA 4716 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	237
▼TDA 4714 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	249

Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber, Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays

▼FZL 4141 B	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	263
▼FZL 4145 B	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	263
FZH 211 S	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	271
FZH 215 S	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	271
UAA 170	LED-Treiber für Leuchtpunktanzeigen	374
UAA 180	LED-Treiber für Leuchtbandanzeigen	281
SDA 2131	Statischer LED-Anzeigentreiber mit Dunkeltastung	287
SDA 2014	Kaskadierbarer LED-Anzeigentreiber	293
TCA 671; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
TCA 871; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
TCA 971	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301
TCA 991	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	301

Thyristor- und Triacansteuerungen

▼TCA 785	Phasenanschnittsteuerung	309
TLE 3101	Phasenanschnittsteuerung	326
TLE 3102	Phasenanschnittsteuerung	326
TLE 3103	Phasenanschnittsteuerung	326
TLE 3104	Phasenanschnittsteuerung	326
S 576 A; B; C	Elektronischer Helligkeitsregler	343
S 576 D	Elektronischer Lichtschalter	343

A/D-Wandler

■ SDA 5010	6-bit-Analog-Digital-Wandler	355
SDA 6020	6-bit-Analog-Digital-Wandler	365
▼SDA 5200 N	6-bit-Analog-Digital-Wandler	373
▼SDA 5200 S	6-bit-Analog-Digital-Wandler	379

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

Typenübersicht

Zeitgeberschaltungen Seite

SAB 0529; G	Programmierbarer Digitaler Timer	387
SAJ 141	1000 : 1, 100 : 1, 10 : 1 Teiler	404

Tongeberschaltungen

SAB 0600	Dreiklang-Gong	409
SAB 0601	Einton-Gong	409
SAB 0602	Zweiton-Gong	409
▼SAE 0700	Signalton-Generator	417

Fernsteuerungen

SAB 4209	Infrarot-Fernsteuersystem-Empfänger	426
SDA 2208	Fernsteuer-Sendebaustein mit IR-Diodentreiber	438
SDA 3206	Infrarot-Fernsteuersystem-Sender	447

IC für professionelle Funkgeräte

TBB 469	FM-Empfänger-IC	457
TBB 1469	FM-Empfänger-IC	461
▼TBB 2469 G	FM-Empfänger-IC	465
▼TBB 146	PLL-Frequenzsynthesizer	469
S 89	Einstellbarer Teiler für 500 MHz	476
S 187 B; C	Digitaler Frequenzaufbereitungsbaustein	482
S 353	Programmierbare Diodenmatrix	492

Ansteuerschaltungen für Motoren

TCA 955; K	Drehzahlregler	497
TLE 4201 A; S	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	502

ICs für Sensoranwendungen, Näherungsschalter, Hallschaltungen, Lichtsensoren

■TCA 205 A; K	Näherungsschalter	513
■S 0272 S1; K	Näherungsschalter	513
▼TCA 305 A; G	Näherungsschalter	523
▼TCA 355 B; G	Näherungsschalter	523
TFA 1001 W	Fotodiode mit Verstärker	529
■SAS 231 L; W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	543
■SAS 241; S4	Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit dynamischen Ausgängen	545
■SAS 250	Magnetische betätigter kontaktloser Schalter für erhöhte Umgebungstemperatur	547
SAS 251; S4; S5	Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit statischen Ausgängen	549
■SAS 261; S4	Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit Freigabeeingang	551
HKZ 101; S	Hall-Magnetgabelschranke	554

▼ Neuer Typ
■ Nicht für Neuentwicklung

Typenübersicht

Nichtflüchtige Speicher		Seite
SDA 2006	Nichtflüchtiger Speicher 512-bit-EAROM	563
SDA 2116	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-E²PROM	573
Sonstige ICs		
S 178 A	Video-Impulsgeber	581
S 360 B110; C	3fach 16-bit-Vor-/Rückwärtszähler mit 8-bit-Datenbus	591
▼S 360 B114	Universell programmierbarer Zähler mit Flankenauswerteschaltung	601
S 1531 G	NF-Verstärker für 1 V	614
▼SLE 43215 P/SH100	Heizungsregler	617

▼ Neuer Typ

2.1 Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen

Für die Typenbezeichnungen der ICs wird das europäische System nach Pro Electron verwendet. Der Bezeichnungsschlüssel ist in der Pro Electron-Broschüre D15*) Ausgabe 1982 erläutert.

*) Bezugsadresse: Pro Electron
Boulevard de Waterloo 103, 1000 Bruxelles

2.2 Einbauhinweise

2.2.1 Kunststoff-Steckgehäuse mit 4, 6, 8, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 28, 36, 40 und 48 Anschlüssen

Die Anschlüsse der Gehäuse sind um 90° nach unten abgebogen und passen in ein Lochraster von 2,54 mm, Lochkreisdurchmesser 0,7 bis 0,9 mm. Das Maß X ist der entsprechenden Gehäusezeichnung zu entnehmen.

Der Gehäuseboden berührt nach dem Einsetzen die Leiterplatte nicht, weil die Anschlußfahnen kurz vor dem Gehäuse breiter werden (siehe Bild 1).

Nach dem Einsetzen des Gehäuses in die Leiterplatte ist es vorteilhaft, zwei Anschlußenden in einem Winkel von ca. 30° zur Leiterplatte abzubiegen, während des Lötvorgangs braucht dann das Gehäuse nicht auf die Leiterplatte gepreßt zu werden.

Kunststoff-Steckgehäuse werden auf der dem Gehäuse abgewandten Plattenseite gelötet.

Die maximal zulässige Löttemperatur beträgt bei Handlöten 265 °C (max. 10 s) und bei Tauchlöten 240 °C (max. 4 s).

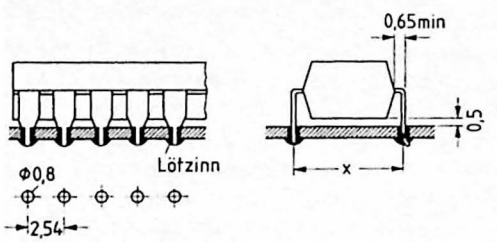


Bild 1

2.2.2 Leistungs-Steckgehäuse mit 5, 7 und 9 Anschlüssen

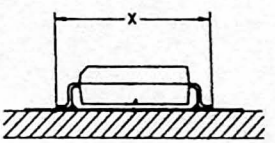
Leistungsgehäuse weisen i.A. breitere Anschlüsse auf als unter Punkt 2.2.1 genannt, so daß der erforderliche Lochkreisdurchmesser bei Leiterkarten 1,1 – 1,8 mm beträgt. Bei einem eventuellen Biegen der Anschlüsse darf keine mechanische Beanspruchung zwischen Anschlüssen und Gehäuse auftreten. Der Abstand vom Gehäuse zur Biegestelle ist min. 2 mm.

Löttemperaturen siehe unter 2.2.1

2.2.3 Kunststoff-Miniaturgehäuse mit 6, 8, 14 und 20 Anschlüssen

Die Anschlüsse der Miniaturgehäuse sind für Oberflächenmontage vorbereitet. Bei einem eventuellen Biegen der Anschlüsse darf keine mechanische Beanspruchung zwischen Anschlüssen und Gehäuse auftreten. Der Abstand vom Gehäuse zur Biegestelle ist min. 0,4 mm, der Biegeradius 0,5 mm.

Kolbenlötung:	Löttemperatur 245 °C max. 10 s. Abstand Gehäuse zur Lötstelle 1,5 mm min. Gehäusetemperatur max. 150 °C, keine mechanische Belastung der Anschlüsse zum Gehäuse.
Tauchlötung:	Löttemperatur 245 °C max. 4 s.
Schwallötung:	keine mechanische Belastung der Anschlüsse zum Gehäuese, zur Lötstelle 1,5 mm min., Gehäusetemperatur max. 150 °C.



2.2.4 Gehäuse 5 H 8 DIN 41873 und ähnliche Gehäuse

Die Einbaulage des Gehäuses ist beliebig. Die Anschlußenden dürfen bis zu einem Abstand von 1,5 mm vom Gehäuseboden gekröpft werden entsprechend dem Lochraster (Bild 2).

Zu lange Anschlußenden sollen vor dem Löten gekürzt werden.

Die Lötung kann durch Kolben- oder Tauchlötung erfolgen.

Die max. Lötzeit beträgt bei Tauchlötung mit 250 °C Badtemperatur $t_{max} = 5$ s
mit 300 °C Badtemperatur $t_{max} = 4$ s
und bei Kolbenlötung mit 250 °C Kolbentemperatur $t_{max} = 15$ s
mit 300° C Kolbentemperatur $t_{max} = 12$ s
mit 350 °C Kolbentemperatur $t_{max} = 8$ s
(gilt nicht für MOS-Bauteile)

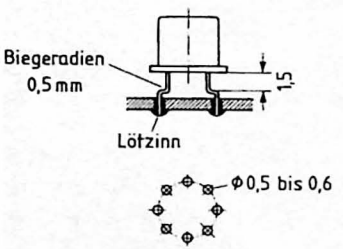


Bild 2

2.2.5 Sonstige Hinweise

Es ist darauf zu achten, daß zwischen Lötbad bzw. Lötkolben und Platine keine Ströme fließen können. Es wird daher empfohlen, die zu lötenden Anschlüsse und das Lötbad bzw. den Lötkolben an Masse zu legen.

Beim Vorbereiten und Einsetzen in die Platine sollen die Schaltungen vor statischer Aufladung geschützt werden. Auf keinen Fall dürfen die Bauteile bei eingeschalteter Betriebsspannung aus der Schaltung entnommen werden bzw. in die Schaltung eingefügt werden.

Die Erhöhung der Chiptemperatur beim Löten hat eine vorübergehend erhöhte elektrostatische Empfindlichkeit der integrierten Schaltungen zur Folge. Besondere Vorsicht ist daher vor Netztransienten, z.B. durch Schalten von Induktivitäten an Magnetrutschen usw. geboten.

2.2.6 MIKROPACK-Bauform

Die Anlieferung der MIKROPACK-Bauformen erfolgt auf Filmrollen.

Einbauvorschläge

a) Für Mustereinbau und kleinere Stückzahlen (bis z.B. 50.0 Stck/J.) schlagen wir Heiztischlötung (Bild 3) vor.

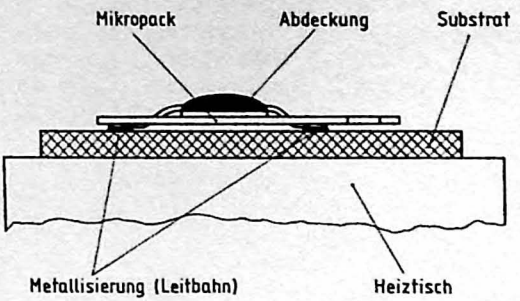


Bild 3

Benötigte Vorrichtungen und Hilfsmittel:

- Schneidevorrichtung
- Heiztisch, Temp.-geregelt (z.B. Fa. Weld-Equip, Unitek)
- Stereomikroskop (z.B. Fa. Wild, Fa. Zeiss, Vergrößerung 6 · · · 40fach)
- Substratmaterial: Epoxydharz, Hartpapier, Keramik (Dick-Dünnschicht)

Lötdaten

- Löttemperatur: 210 °C max.
- Lotbeschichtung auf Substrat: Pb/Sn (z.B. 60/40), schwallverzinnt oder galvanisch abgeschieden
- Lötzeit: ca. 10 s
- Flußmittel: z.B. Kolophonium in Alkohol gelöst
- Reinigungsmittel (bedarfsweise): z.B. Freon TP-35, TE, TF

b) Für größere Stückzahlen (z. B. größer 50.0 Stck/J.) empfehlen wir die Bügellötung (Bild 4).

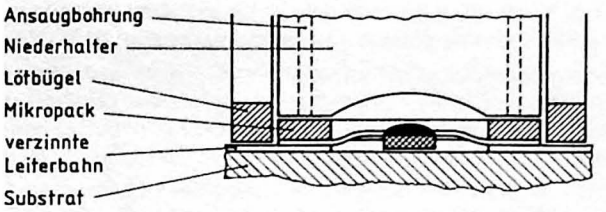


Bild 4

Benötigte Vorrichtung:

- Lötvorrichtung (z.B. Fa. Weld-Equip, Fa. Farco, Fa. Jade)
- Substratmaterial: Epoxydharz, Hartpapier, flexible Materialien z.B. Polyamid

Lötdaten:

- Löttemperatur: 210 °C max.
- Lotbeschichtung auf dem Substrat: Pb/Sn (z.B. 60/40), schwallverzinnt oder galvanisch abgeschieden
- Lötzeit: ca. 2 s
- Flußmittel: z.B. Kolophonium in Alkohol gelöst
- Reinigungsmittel (bedarfsweise): z.B. Freon TP-35, TE, TF

2.2.7 Zulässige Verlustleistung bei T_U = 0 °C bis 70 °C

Substratmaterial	P_{tot} mW	R_{thSU} K/W
Epoxydharz/Hartpapier (Chip freischwebend)	300	270
Keramik (Chip freischwebend)	600	140
Keramik (Chip auf Substr. geklebt)	900	90

2.3 Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen

Integrierte Schaltungen sind elektrostatisch gefährdete Bauelemente (EGB). Die Forderung nach immer größeren Integrationsdichten hat zu immer kleineren Strukturen auf den Halbleiterchips geführt, so daß heute grundsätzlich jede integrierte Schaltung bipolar, MOS und CMOS elektrostatisch geschützt werden muß.

MOS- und CMOS-Schaltungen enthalten meist in den Bausteinen integrierte Schutzschaltungen und sind durch rein statische Elektrizität kaum mehr zerstörbar. Andererseits besteht eine akute Gefährdung durch elektrostatische Entladungen (ESD = Electrostatic Discharge).

Von der Vielzahl möglicher Entladungsquellen sind neben aufgeladenen Personen vor allem aufgeladene Bausteine zu nennen. Bei niederohmigen Entladungen können Spitzenleistungen im kW-Bereich auftreten.

Zum Schutz der Bausteine sind folgende Grundsätze zu beachten:

a) Verringerung der Aufladungsspannung – möglichst unter 200 V.
   Wirksame Mittel sind die Erhöhung der relativen Luftfeuchte auf ≥ 60% und das Ersetzen hochaufladbarer Kunststoffe durch antistatische Werkstoffe.
b) Bei jeglicher Berührung der Bausteinanschlüsse ist mit einem Ladungsausgleich zu rechnen. Dieser soll stets hochohmig (ideal $R = 10^6$ bis $10^8\,\Omega$) erfolgen.

Zusammengefaßt heißt dies, daß Integrierte Schaltungen eine besondere Handhabung erfordern, da unkontrolliert aufgebrachte Ladungen, Spannungen von nicht geerdeten Geräten oder Personen, Überspannungsspitzen oder andere ähnliche Einflüsse das Bauelement zerstören können. Selbst wenn die Bauelemente Schutzschaltungen (z.B. Schutzdioden) an den Eingängen enthalten, müssen nachfolgende Handhabungsrichtlinien beachtet werden.

2.3.1 Kennzeichnung

Die Verpackung elektrostatisch gefährdeter Bauelemente wird mit folgendem Kennzeichen herstellerseitig versehen:

2.3.2 Geltungsbereich

Diese Richtlinie gilt für Lagerung, Transport, Prüfung und Verarbeitung aller Arten von Integrierten Schaltungen, bestückten und gelöteten Leiterplatten, die mit solchen Bauelementen versehen sind.

2.3.3 Handhabung der Bauelemente

1. Integrierte Schaltungen müssen bis zu ihrer Verarbeitung in der Verpackung bleiben.
2. Die Handhabung von Integrierten Schaltungen darf nur an speziell eingerichteten Arbeitsplätzen erfolgen. Diese Plätze müssen hochohmig leitende Beläge in der Größenordnung von 10^6 bis $10^9\,\Omega$/cm haben.
3. Bei Luftfeuchten > 50% genügt ein Arbeitsmantel aus reiner Baumwolle. Bei Verwendung von aufladbaren Kunstfasern soll die Kleidung enganliegend getragen werden. Das Handgelenkband muß fest an der Haut anliegen und über einen Ableitwiderstand von 50 kΩ bis 100 kΩ geerdet sein.

4. Sind elektrisch leitende Fußböden $R_E = 5.10^4$ bis 10^7 Ω vorhanden, dann kann durch Verwendung von sog. MOS-Stühlen und Schuhen mit elektr. leitender Sohle ($R_E \approx 10^5$ bis 10^7 Ω) ein weiterer Schutz erzielt werden.
5. Alle Transporteinheiten für EGB-Bauelemente und bestückte Leiterplatten müssen zuerst durch Abstellen auf den Arbeitsplatz bzw. Anfassen durch das beschäftigte Belegschaftsmitglied auf das gleiche Potential gebracht werden, bevor nach den einzelnen MOS-Bauelementen gegriffen wird. Der Potentialausgleich soll über einen Widerstand von 10^6 bis 10^8 Ω erfolgen.
6. Beim Beschicken von Maschinen und Fertigungseinrichtungen ist zu beachten, daß die Bausteine aufgeladen aus der Versandstange kommen und bei metallischer Berührung beispielsweise mit Maschinenteilen Schaden nehmen können.

   Beispiel 1) volumenleitende (schwarze) Schienen.
   Bausteine können durch aufgeladene Personen u.U. in der Schiene zerstört werden,
   oder die Schiene aufgeladen verlassen, wenn diese von einer aufgeladenen Person entleert wird.
   Volumenleitende Schienen dürfen nur an EGB-Arbeitsplätzen (hochohmige Arbeitsplatz- und Personenerdung) gehandhabt werden.

   Beispiel 2) antistatisierte (transparente) Schienen.
   Bausteine können durch aufgeladene Personen in der Schiene nicht zerstört werden (seltene Ausnahme kann es bei kundenspezifischen ICs mit ungeschützten Gate-Anschlüssen geben). Eine Bausteingefährdung ist wie bei 1) beim Entleeren der Schiene gegeben, wenn diese insbesondere bei geringeren Luftfeuchten nach längerer Lagerzeit ($t > 1$ Jahr) nicht mehr genügend antistatisiert ist.

   In beiden Fällen können Schädigungen dadurch vermieden werden, daß die Bausteine über einen geerdeten Adapter aus hochohmigem Material ($\approx 10^6$ bis 10^8 Ω/cm) zwischen Schiene und Maschine entladen werden.

   Von der Verwendung metallischer Schienen – insbesondere aus eloxiertem Alu – wird wegen der Gefahr niederohmiger Bausteinentladungen abgeraten.

2.3.4 Lagerung

Die Einlagerung von EGB nur an bestimmten, gekennzeichneten Lagerplätzen vornehmen.

Im Lager sollen die Bauelemente in der Anlieferverpackung verbleiben. Die Lagertemperatur sollte 60 °C nicht übersteigen.

2.3.5 Transport

EGB in zugelassenen Verpackungsschienen dürfen nur in geeigneten Behältern aus hochohmig leitenden bzw. langzeitantistatisch imprägnierten Kunststoffen evtl. unlackiertem Holz transportiert werden. Behälter aus hochaufladbaren Kunststoffen oder aus sehr niederohmigen Materialien sind gleichermaßen ungeeignet.

Transportwagen und dessen Rollen sollen eine hinreichende elektrische Leitfähigkeit besitzen ($R < 10^6$ Ω). Schleifkontakte und Erdungsketten bieten keine zuverlässige Ladungsableitung.

2.3.6 Eingangsprüfung

Bei Eingangsprüfungen sind o.g. Richtlinien zu beachten. Andernfalls erlischt ein evtl. Rückgaberecht bei Nichtbestehen der Eingangsprüfung.

2.3.7 Betriebsmittel und Montage

1. Antriebsriemen von verarbeitenden Maschinen, soweit sie mit diesen Bauelementen in Berührung konmmen (z.B. Biege- und Beschneidemaschinen, Transportbänder), sind mit Antistatikspray (z.B. Antistatikspray 100 der Fa. Kontaktchemie) zu behandeln. Besser ist es, solche Fälle ganz zu vermeiden.
2. Müssen EGB von Hand ein- oder ausgelötet werden, sind nur Lötkolben ohne Thyristorregelung zu verwenden. Gegen Netztransienten haben sich Siemens Funkentstörkondensatoren vom Typ B 81711-A-B31--36 sehr gut bewährt.
3. Mit EGB bestückte und gelötete Leiterplatten sind grundsätzlich als gefährdet zu betrachten.

2.3.8 Elektrische Prüfungen

1. Die Bauelemente sind unter Beachtung dieser Richtlinien zu verarbeiten. Vor dem Prüfen der bestückten und gelöteten Leiterplatten sind noch eventuell vorhandene Kurzschlußringe abzunehmen.
2. Prüffassungen müssen beim Stecken oder Ziehen von Einzelbauelementen oder bestückten Leiterplatten spannungsfrei sein, wenn in den entsprechenden Werksunterlagen nichts anderes angegeben ist. Es ist sicherzustellen, daß die Prüfgeräte keine Spannungsspitzen erzeugen, weder bei betriebsmäßigem Ein- und Ausschalten noch beim Ausfall der Netzsicherung oder beim Ansprechen anderer Sicherungen.
3. Signalspannungen dürfen an Eingängen der integrierten Schaltungen mit oder erst nach Einschalten der Versorgungsspannung angelegt werden. Sie müssen vor oder mit Abschalten der Versorgungsspannung abgeschaltet werden.
4. Die Hinweise in den jeweiligen Datenbüchern sind zu beachten.

2.3.9 Verpackung von bestückten Leiterplatten bzw. Flachbaugruppen.

Das Verpackungsmaterial soll eine geringe Volumenleitfähigkeit besitzen:
$10^5\ \Omega/cm < \rho < 10^{10}\ \Omega/cm$.

In den meisten Fällen – insbesondere bei Luftfeuchten > 40% – wird diese Forderung von einfacher Wellpappe erfüllt.

Einen besseren Schutz erzielt man mit Beuteln aus hochohmig leitfähigen Polyäthylenschaum; (z.B. RCAS 1200 von Richmond, Redlands, Californien; Vertreter Deutschland Arno Marx, Emmendingen, Postfach 1129).

Grundsätzlich ist darauf zu achten, daß eine Berührung verschiedener Platinen ausgeschlossen wird.

In extremen Sonderfällen kann ein Schutz vor starken elektrischen Feldern notwendig sein, wie sie beispielsweise von Transportbändern erzeugt werden können.

Hierfür wird eine Umhüllung mit Alu-Folie empfohlen, wobei eine direkte Berührung der Folie mit der Platine ausgeschlossen werden muß.

Pappschachteln mit innenliegender Alu-Folie, wie sie zum Versand unserer Bausteine verwendet werden, liefert z.B. Fa. Laber, München.

2.3.10 Ultraschallreinigung integrierter Schaltungen

Nachfolgende Empfehlung gilt für Kunststoffgehäuse. Für Hohlraumgehäuse (Metall- und auch Keramik) sind gesonderte Vorschriften zu beachten.

Als Lösungsmittel kommen Freon und Isopropylalkohol (Handelsname Propanol) in Frage. Diese Lösungsmittel sind auch für Kunststoffgehäuse zulässig, da sie das Plastikmaterial nicht angreifen.

Ein Ultraschallbad in Doppel-Halbwellen-Betrieb ist aufgrund der geringen Bauteilebeanspruchung zu empfehlen.

Folgende Ultraschalleinwirkungen sind zulässig:

Schallfrequenz	$f > 40$ kHz
Einwirkungszeit	$t < 2$ min
Schallwechseldruck	$p < 0{,}3$ atü
Schalleistung	$N < 0{,}5$ W/cm^2/Liter

2.4 Beschreibung der Datenangaben

Grenzdaten

Die Grenzdaten sind absolute Grenzwerte, bei deren Überschreitung auch nur eines Wertes die integrierte Schaltung zerstört werden kann.

Kenndaten

Die Kenndaten umfassen den garantierten Streubereich der Werte, die im angegebenen Betriebsbereich von der integrierten Schaltung eingehalten werden.

Unter den typischen Kenndaten werden Mittelwerte angegeben, die fertigungsmäßig erwartet werden. Wenn nicht anders vermerkt, gelten die typischen Kenndaten bei $T_U = 25\,°C$ und angegebener Speisespannung.

Funktionsdaten

Im Funktionsbereich werden die in der Schaltungsbeschreibung angegebenen Funktionen erfüllt.

2.5 Angaben zur Qualität

AQL-Werte und Fehlerkriterien für elektronische Bauelemente.

2.5.1 Erläuterungen

Mit AQL-Vereinbarungen werden die für Lieferverträge geltenden Stichprobenbedingungen bei der Eingangsprüfung (Konformitätsprüfung) festgelegt. AQL-Werte bestimmen in Verbindung mit den genormten Stichprobenplänen die Annahme oder Rückweisung von Lieferlosen. Maßgebend für Umfang und maximal zulässige Fehleranzahl der Stichproben ist DIN 40080 (inhaltlich übereinstimmend mit MIL-Standard 105 D und IEC 410), Einfachstichprobenplan für normale Prüfung, Prüfniveau II. Die Prüfanweisungen dieser Norm sind so abgefaßt, daß ein Lieferlos mit hoher Wahrscheinlichkeit (> 90%) angenommen wird, wenn der prozentuale Anteil der fehlerhaften Bauelemente nicht größer als der jeweils angegebene AQL-Wert ist (AQL = annehmbare Qualitätsgrenzlage, acceptable quality level). In der Regel liegt der prozentuale Fehleranteil unserer Lieferungen deutlich unter dem AQL-Wert.

2.5.2 Fehlerkriterien

Ein Fehler liegt vor, wenn ein Bauelementemerkmal nicht den Angaben des Datenblatts oder einer vereinbarten Liefervorschrift entspricht. Man unterscheidet Totalfehler (inoperatives), die im allgemeinen eine funktionsgemäße Verwendung des Bauelements ausschließen, und Fehler von geringerer Bedeutung.

Totalfehler sind:

- offener Kontakt oder Kurzschluß,
- Bauelement, Gehäuse, Anschlüsse oder Umhüllung zerbrochen,
- keine oder in Art und Richtung falsche Bestempelung,
- falsche Kennzeichnung der Anschlüsse,
- Untermischung mit falschen Typen,
- unterschiedliche Orientierung in einer Schiene oder einem Gurt.

Die übrigen Fehler werden eingeteilt in:

- Fehler in den elektrischen Eigenschaften (Grenzwertüberschreitungen bei elektrischen Kenndaten),
- Fehler in den mechanischen Eigenschaften, z.B. nicht eingehaltene Abmessungen, beschädigte Gehäuse, nicht lesbare Beschriftung, verbogene Anschlüsse.

Die Gruppierung in „Hauptfehler" und „Nebenfehler" nach DIN 40 080 wurde hier bewußt vermieden, weil diese Begriffe überwiegend anwendungs- und nicht spezifikationsorientiert definiert sind. Im Gegensatz dazu werden die von uns benutzten Fehlerklassen – für die nachstehend AQL-Werte angegeben werden – durch die Spezifikation und durch die genannten Totalfehler klar umrissen.

2.5.3 AQL-Werte

Die für die einzelnen Produktfamilien gültigen AQL-Werte sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt:

Fehlerart	AQL-Werte MSI/SSI*	AQL-Werte LSI/VLSI*
Totalfehler (mech. + elektr.)	0,065	0,15
Σ Fehler der elektrischen Eigenschaften	0,15	0,25
Σ Fehler der mechanischen Eigenschaften	0,25	0,25

für Schaltzeiten und Rauschmessungen gilt AQL 1.5

* SSI/MSI (< 250 Gatter/IC): bipolare ICs, mit einigen Ausnahmen
LSI/VLSI (≥ 250 Gatter/IC): alle MOS-ICs

2.5.4 Eingangsprüfung

Die vom Hersteller durchgeführten Prüfungen sollen kostspielige Eingangsprüfungen beim Anwender unnötig machen. Will der Anwender dennoch eine Eingangsprüfung vornehmen, so wird die Verwendung eines Stichprobenplanes nach Abschnitt 5 empfohlen. Die angewandte Prüftechnik muß dabei zwischen Kunden und Lieferanten abgestimmt sein.

Für die Beurteilung etwaiger Reklamationen sind folgende Angaben erforderlich: Prüfschaltung, Stichprobengröße, gefundene Anzahl fehlerhafter Elemente, Belegmuster, Packzettel.

2.5.5 Stichprobenplan für normale Prüfung

nach DIN 40080 oder ABC-Std. 105 D, Prüfniveau II

Losumfang	Stichprobenumfang	AQL-Wert										
		0,065	0,10	0,15	0,25	0,40	0,65	1,0	1,5	2,5	4,0	6,5
		A R	A R	A R	A R	A R	A R	A R	A R	A R	A R	A R
2 bis 8	2	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1
9 bis 15	3	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↕
16 bis 25	5	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↕
26 bis 50	8	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↕	↓	1 2
51 bis 90	13	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↕	↓	1 2	2 3
91 bis 150	20	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↕	1 2	2 3	3 4
151 bis 280	32	↓	↓	↓	↓	0 1	↓	↓	1 2	2 3	3 4	5 6
281 bis 500	50	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8
501 bis 1200	80	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11
1201 bis 3200	125	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15
3201 bis10000	200	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22
10001bis35000	315	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑
35001–150000	500	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑
150001–500000	800	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑
500001 und mehr	1250	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑

A = Annahmezahl; das ist die maximale Anzahl der fehlerhaften Einheiten in der Stichprobe, bis zu der ein Los angenommen wird.

R = Rückweisezahl; das ist die Anzahl fehlerhafter Einheiten, die in der Stichprobe mindestens erreicht wurde, wenn das Los zurückgegeben wird.

Zusatzbedingungen:

Da die Aussagekraft bei Annahmezahl 0 und Rückweisezahl 1 gering ist, soll die nächstgrößere Stichprobe entnommen werden.

2.5.6 Ergänzende Hinweise

Mit der Angabe von AQL-Werten ist keine Zusicherung von Eigenschaften im Rechtssinne verbunden. Die Vereinbarung von Stichprobenprüfungen und AQL-Werten schließt hingegen nicht aus, daß der Kunde bei seiner Eingangsprüfung auch in größerem Umfang prüfen und für einzelne fehlerhafte Bauelemente im Rahmen der Lieferbedingungen Ersatz beanspruchen kann. Eine weitergehende Haftung, insbesondere für die Folgen von Bauelementefehlern, ist jedoch ausgeschlossen.

2.5.7 Zuverlässigkeit

Integrierte Schaltungen gewährleisten eine optimale Zuverlässigkeit und Lebensdauer, wenn die Sperrschichttemperatur im Betrieb 125 °C nicht überschreitet. Ein Betrieb bis zur max. zulässigen Grenze der Sperrschichttemperatur 150 °C ist prinzipiell möglich. Dabei ist jedoch zu beachten, daß längere Belastungen bei Grenzbedingungen die Zuverlässigkeit der Bauelemente beeinträchtigen können.

2.6 Logische Daten und Symbole

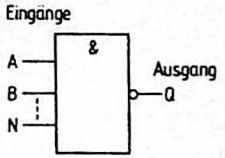
Logikpegel

Nach DIN 41785, Blatt 4 für digitale Mikroschaltungen werden die zwei möglichen Bereiche der binären elektrischen Größe mit L (Low) und H (High) bezeichnet. Dabei liegen die Werte des L-Bereichs näher bei $-\infty$ und die Werte des H-Bereichs näher bei $+\infty$. Entsprechend gelten die Indizes A für die Angabe des oberen werts (näher bei $+\infty$) und B für die untere Grenze (näher bei $-\infty$).

Die bisher üblichen logischen Symbole 0 und 1 oder **0** und **L** oder log. 0 und log. 1 werden nicht mehr verwendet; die Angabe positive bzw. negative Logik entfällt.

Schaltgliedersymbole
nach DIN 40900, Teil 12

NAND-Schaltglied

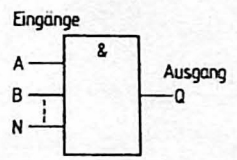


Funktionstabelle für ein NAND-Glied mit zwei Eingängen.

Eingänge A	Eingänge B	Ausgang Q
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Logische Funktion: $Q = \overline{A \wedge B \wedge .. \wedge N}$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann L-Signal, wenn A und B und . . . und N auf H-Signal liegen.

UND-Schaltglied

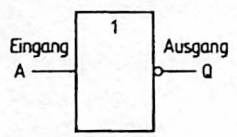


Funktionstabelle für ein UND-Glied mit zwei Eingängen.

Eingänge A	Eingänge B	Ausgang Q
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

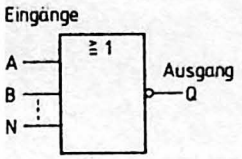
Logische Funktion: $Q = A \wedge B \,..\, \wedge N$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn A und B und . . . und N auf H-Signal liegen.

Inverter



Logische Funktion: $Q = \overline{A}$

NOR-Schaltglied

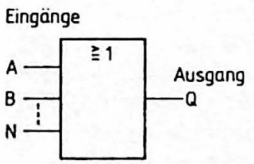


Funktionstabelle für ein NOR-Glied mit zwei Eingängen.

Eingänge A	Eingänge B	Ausgang Q
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

Logische Funktion: $Q = \overline{A \vee B \vee \ldots \vee N}$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn A und B und . . . und N auf L-Signal liegen.

ODER-Schaltglied

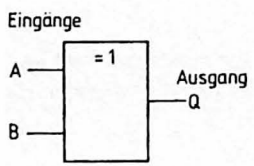


Funktionstabelle für ein ODER-Glied mit zwei Eingängen.

Eingänge A	Eingänge B	Ausgang Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

Logische Funktion: $Q = A \vee B \vee \ldots \vee N$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann L-Signal, wenn A und B und . . . und N auf L-Signal liegen.

Exklusiv-ODER-Schaltglied

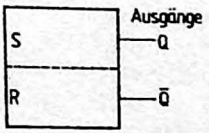


Funktionstabelle für ein Exklusiv-ODER-Glied mit zwei Eingängen.

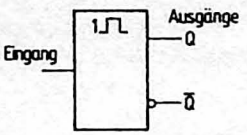
Eingänge A	Eingänge B	Ausgang Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Logische Funktion: $Q = (A \wedge \overline{B}) \wedge (\overline{A} \wedge B)$
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn entweder nur A oder nur B auf H-Signal liegen.

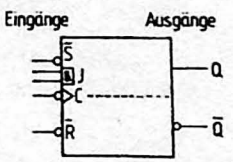
Symbole für Kippschaltungen



Bistabile Kippstufe (Flipflop)

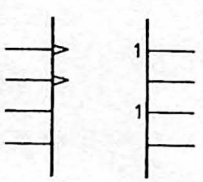


Monostabile Kippstufe (Monoflop) mit Eingang, der beiden Feldern zugeordnet ist. Der Pfeil zeigt in das Feld, dessen Ausgang in der stabilen Lage den Zustand H hat.



J1, J2 und K sind Informationseingänge
J1 und J2 sind UND-verknüpft
J- und K-Eingänge werden vom C-Eingang (Takt) gesteuert
$\overline{S}$ und $\overline{R}$ sind direkt wirkende Eingänge (Setzen, Rücksetzen)

Kennzeichnung der dynamischen Eingänge



Wirkung am Ausgang bei Übergang des Eingangssignals von H auf L
Wirkung am Ausgang bei Übergang des Eingangssignals von L auf H
Wirkung des Eingangssignals während H-Signal
Wirkung des Eingangssignals während L-Signal

2.7 Vorwort zu Operationsverstärkern

Integrierte Operationsverstärker sind Gleichspannungsverstärker mit einem sehr breiten Anwendungsfeld in der Regelungstechnik, der industriellen Elektronik sowie in der NF-Technik.

2.7.1 Symbolik und Bezeichnungen

Im Schaltsymbol „Operationsverstärker" werden nur Eingangs- und Ausgangsanschlüsse gezeichnet. Bild 1 zeigt das verwendete Symbol, wobei Anschluß 1 den „invertierenden Eingang", Anschluß 2 den „nicht invertierenden Eingang" und Anschluß 3 den Ausgang kennzeichnet. Dabei hat ein positives Signal an 1 ein negatives Signal an 3 zur Folge.

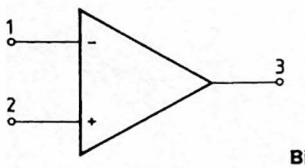


Bild 1

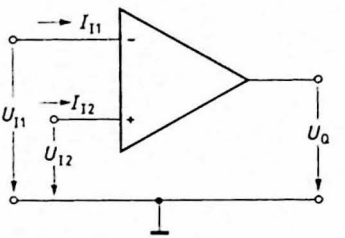


Bild 2

Die Definition der wichtigsten Bezeichnungen, die einen Operationsverstärker im allgemeinen ausreichend charakterisieren, sind im folgenden zusammengestellt. Alle Angaben beziehen sich auf symmetrische Versorgungsspannungen.

a) Eingangs-Null-Spannung (Eingangs-Offset-Spannung) U_{I0} ist diejenige Spannungsdifferenz, die an den Eingängen angelegt werden muß, damit der Ausgang auf 0 V liegt (Bild 2).

$U_{I0} = U_{I1} - U_{I2}$ bei $U_Q = 0$ und Generatorwiderstand $R_G = 50\ \Omega$.

b) I_I ist der mittlere statische Eingangsstrom, der für die Funktion des OP notwendig ist (Bild 2).

$$I_I = \frac{I_{I1} + I_{I2}}{2}$$

c) Eingangs-Null-Strom (Eingangs-Offset-Strom) I_{I0S} ist die Differenz der Eingangsströme im Arbeitsbereich. Er kann bei hohem Generatorwiderstand störend wirken (Bild 2).

d) Leerlauf (-Spannungs) Verstärkung V_{U0} ist die Verstärkung ohne Gegenkopplung (Bild 3).

$$V_{U0} = \frac{U_Q}{U_I}$$

e) Gleichtaktverstärkung V gibt die Verstärkung eines an beiden Eingängen gleichphasig eingespeisten Signals an (Bild 4).

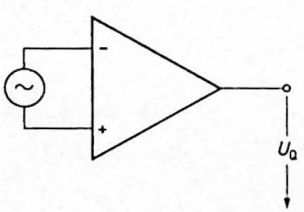


Bild 3

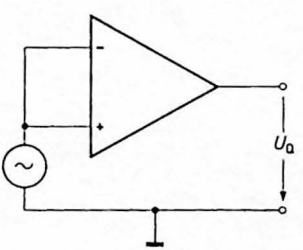
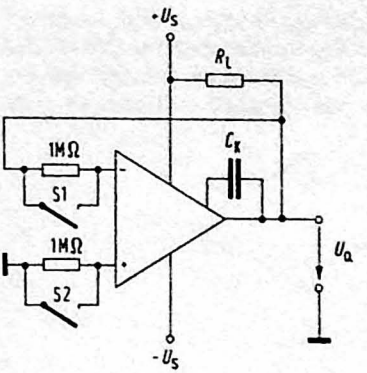


Bild 4

2.7.2 Prüfschaltungen für Operationsverstärker

Eingangsstrom, Eingangsnullstrom



S1 offen – S2 geschlossen:

$$I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$$

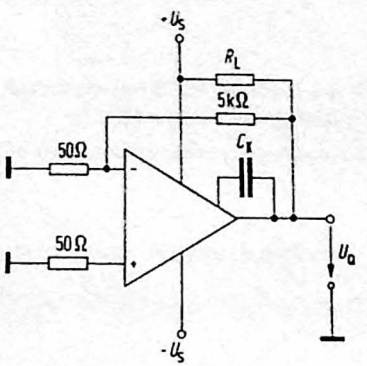
S2 offen – S1 geschlossen:

$$I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$$

S1 + S2 offen:

$$I_{IO} \approx \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$$

Eingangsnullspannung

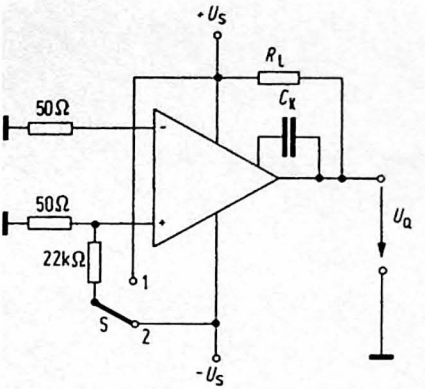


$$-U_{IO} = U_{QO}/V_{UO}$$

$$V_{UO} = 100$$

$$-U_{IO} = \frac{U_{QO}}{100}$$

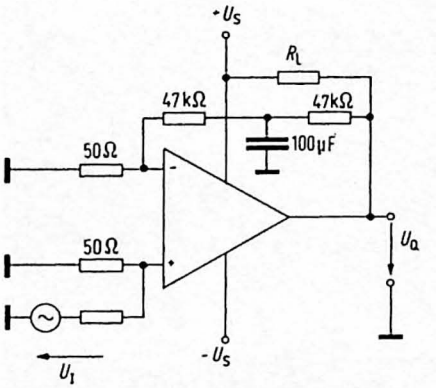
Ausgangsspannung, Aussteuerfähigkeit



S in Stellung 1: $U_Q = U_{QL}$

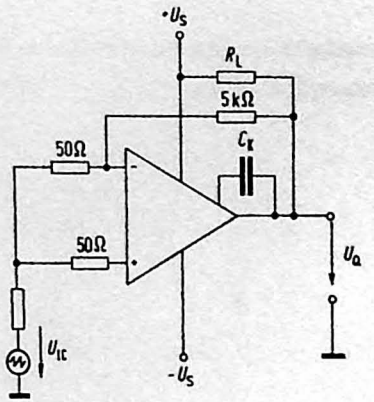
S in Stellung 2: $U_Q = U_{Q0}$

Leerlaufspannungsverstärkung bei $f = 1$ kHz



$$V_{U0} = 20 \lg \frac{U_Q}{U_I} \text{ [dB]}$$

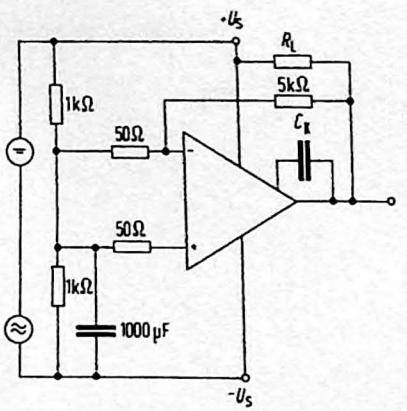
Gleichtaktunterdrückung



$$V_{UC} = \frac{\Delta U_Q}{\Delta U_{IC}}$$

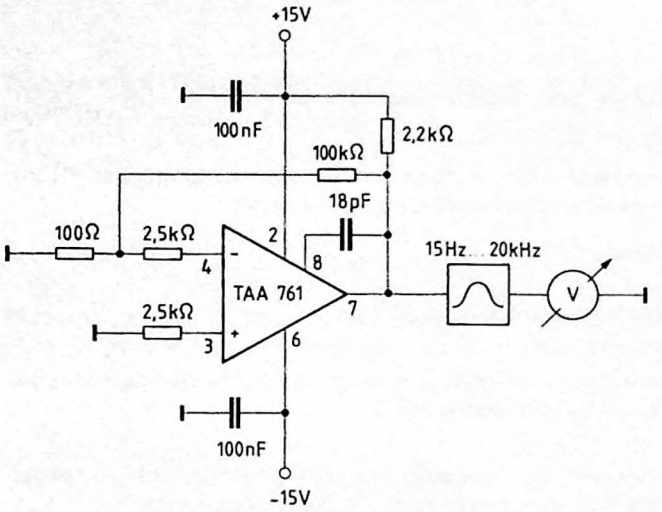
$$k_{CMR} = 20\ \text{lg}\ \frac{V_{U0}}{V_{UC}}\ \text{[dB]}$$

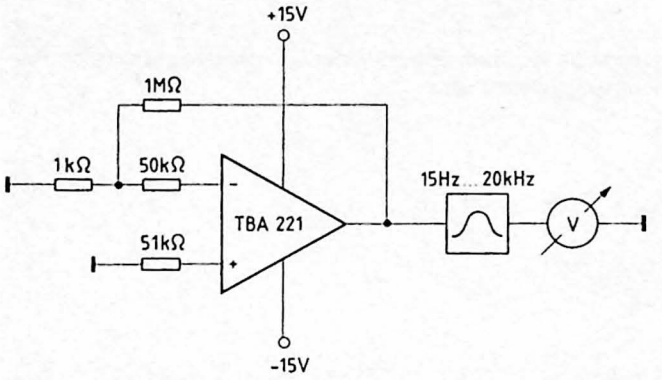
Betriebsspannungsunterdrückung



$$\frac{\Delta U_{IO}}{\Delta U_S} = \frac{\Delta U_Q}{100 \cdot \Delta U_S}$$

Rauschspannung nach DIN 45 405
Psophometer U 2033 (Fa. Siemens)
Stellung: Geräuschspannung, Bewertung Spitze/Null





Zusammenhang von max. Anstiegsgeschwindigkeit (Slew-Rate S) und Sinus-Aussteuerbarkeit bei höheren Frequenzen (Leistungsbandbreite f_p)

Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit eines Operationsverstärkers wird durch die Umladung eines Kondensators in der Schaltung bestimmt.

Für einen Kondensator gilt:

die Ladung $Q = C \cdot U$ bzw. $Q = \int I \cdot dt$

Die Änderung der Spannung am Kondensator erfolgt entsprechend:

$$\Delta U/\Delta t \approx du/dt = I/C$$

Bei gegebenem Strom ist eine schnellere Umladung des Kondensators nicht möglich. Diese maximale Umladegeschwindigkeit ist für Operationsverstärker als Faktor

S in V/µs angegeben.

Übliche Werte liegen in der Größenordnung von 0,3 bis 20 V/µs.

Die maximal unverzerrt übertragene Frequenz eines Sinussignals wird bestimmt durch die maximale Anstiegsgeschwindigkeit im Nulldurchgang ($f = 0$).

Das Sinussignal der Amplitude U_{QS} und der Kreisfrequenz ω (= 2 nF) hat eine Anstiegsgeschwindigkeit, die durch die erste Ableitung dieser Funktion beschrieben wird:

Signal: $U_q = U_{QS} \cdot \sin(\omega t)$
erste Ableitung: $duq/dt = U_{QS} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)$

für $t = 0$: $\cos(\omega t) = 1$
daher: $duq/dt_{max} = U_{QS} \cdot \omega \cdot 1 = U_{QS} \cdot 2\,nF$

Dieser Wert muß für eine verzerrungsfreie Aussteuerung kleiner/gleich der maximalen Anstiegsgeschwindigkeit des Operationsverstärkers sein.

$$S \geq U_{QS} \cdot 2\,nF$$

daraus folgt:
$$f_p = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{QS}} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot U_{Qeff}}$$

$$U_{Qeff} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot f_p}$$

Beispiel 1: $S = 0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}$ ($\triangleq 500\,000\ \text{V/s}$)

$U_{Qeff} = 10\ \text{V}$

$$f_p = \frac{500\,000}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot 10} = 5{,}62\ \text{kHz}$$

Soll ein 10-kHz-Signal übertragen werden, so ist dies verzerrungsfrei bis effektiv 5,62 V möglich.

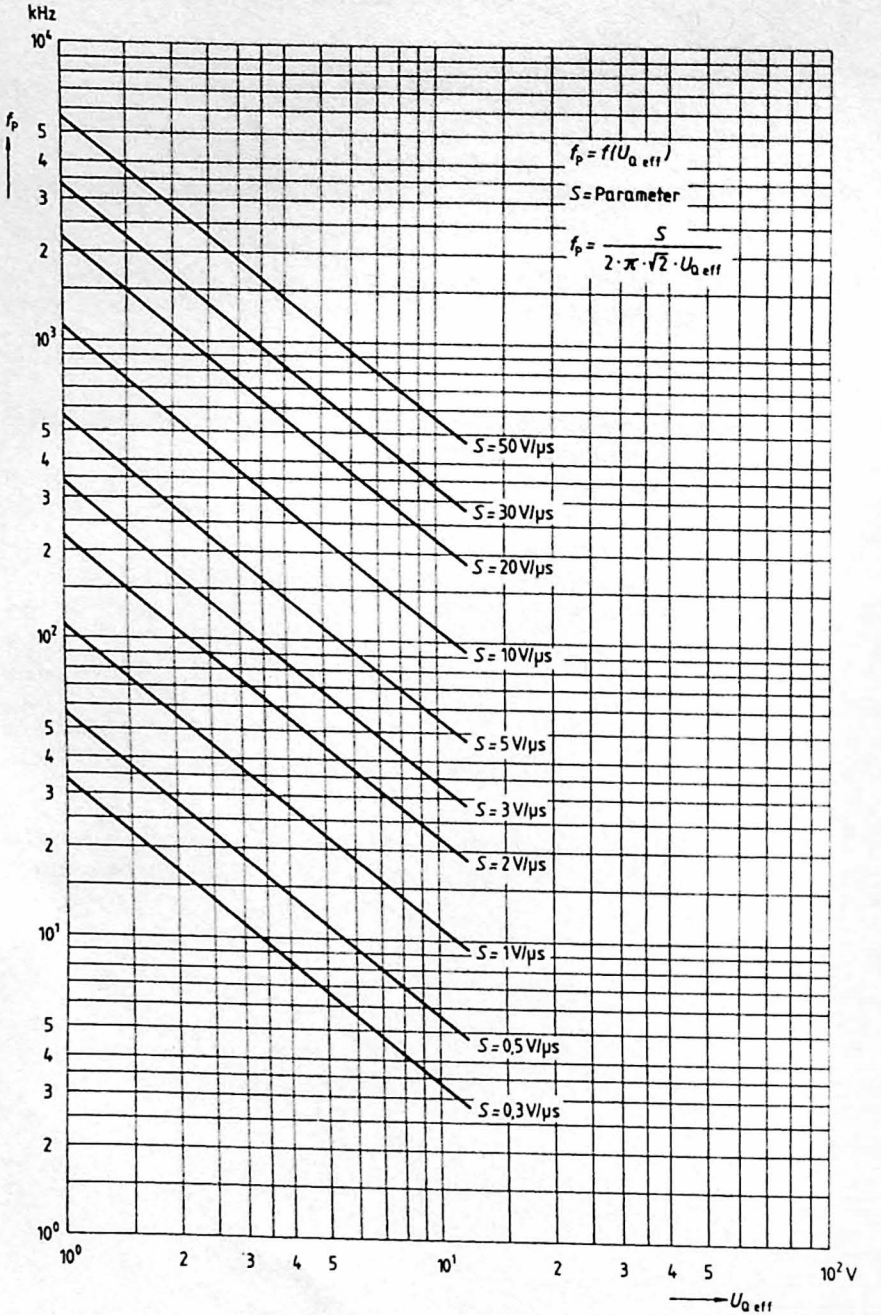
Beispiel 2: $S = 10\ \text{V}/\mu\text{s}$

$U_{Qeff} = 10\ \text{V}$

$f_p = 112\ \text{kHz}$

Die Bandbreite kann natürlich nicht (wie lt. Rechnung möglich) unendlich werden. Zusätzlich gilt die Begrenzung durch die Kleinsignal-Grenzfrequenz (f_T).

Slewrate und Leistungsbandbreite



Operationsverstärker, Leistungsoperationsverstärker

Bipolare Schaltung

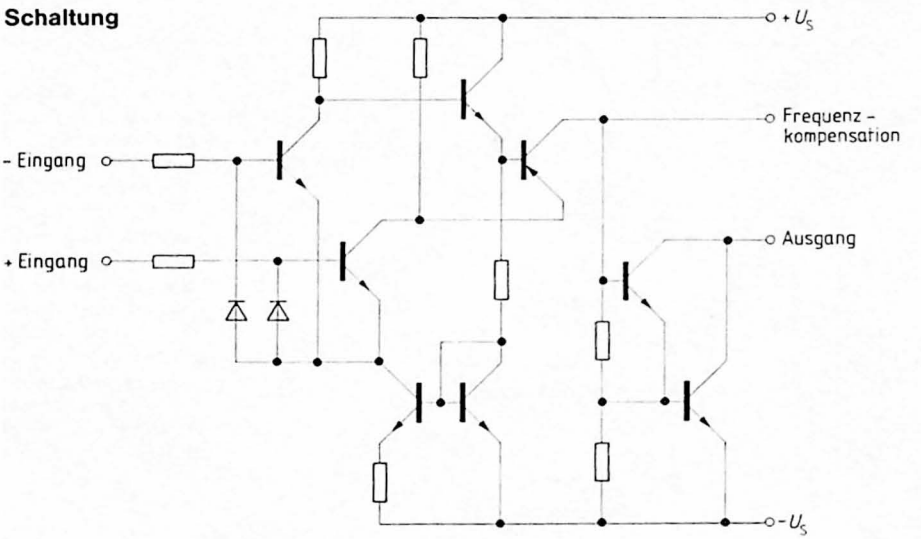
Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TAA 762	Q67000-A523	5 H 6 (ähnl. TO-78)	–	1
TAA 762 A	Q67000-A2271	DIP 6	–	8
TAA 762 G	Q67000-A2273	ähnl. SO-6	weiß/gelb	28
TAA 765 A	Q67000-A524	DIP 6	–	8
TAA 765 G	Q67000-A599-G1	ähnl. SO-6	gelb/gelb	28

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

Neben hoher Verstärkung, großem Eingangswiderstand, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

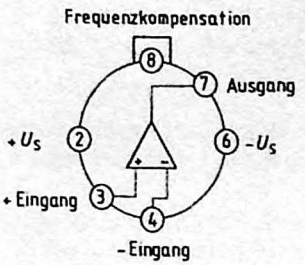
- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großen Temperaturbereich (TAA 762)
- Großen Ausgangsstrom
- Einfache Frequenzkompensation

Schaltung

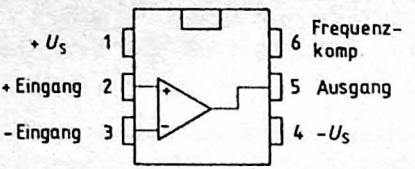


Anschlußanordnungen

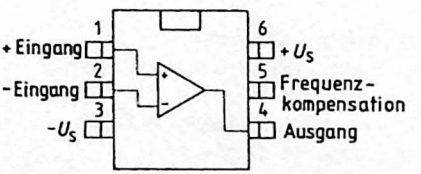
TAA 762



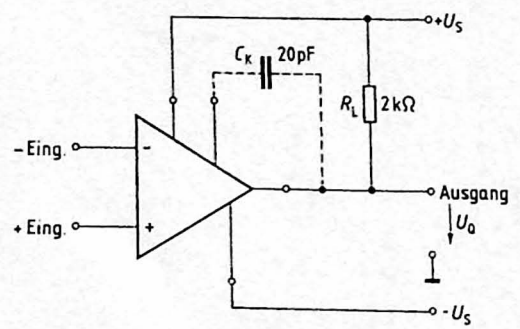
TAA 762 A
TAA 765 A



TAA 762 G
TAA 765 G



Anschlußschema



C_K = Ausgangsfrequenzkompensation; R_L = Lastwiderstand

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±18	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	TAA 762	$R_{th\,SG}$	80	K/W
(System-Umgebung)	TAA 762	$R_{th\,SU}$	185	K/W
	TAA 762 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TAA 762 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±1,5 bis ±18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			T_U −55 bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−100	±50	100	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	µA
Ausgangsspannung ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
Ausgangsspannung ($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Ausgangsspannung ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{Qss}		±10				V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	85	87		80		dB
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		92				dB
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		43				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangs-gleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13	±14	−13	12	−12	V
Gleichtakt-unterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Speisespannungs-unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{II0}		0,3	1,5		1,5	nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_q im nicht invert. Betrieb*) (Meßschaltung 1)	S		9				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invert. Betrieb*) (Meßschaltung 2)	S		18				V/µs
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V							
Eingangsnullspannung	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−70		70	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,5		0,8	µA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±18	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAA 765 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TAA 765 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±1,5 bis ±18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

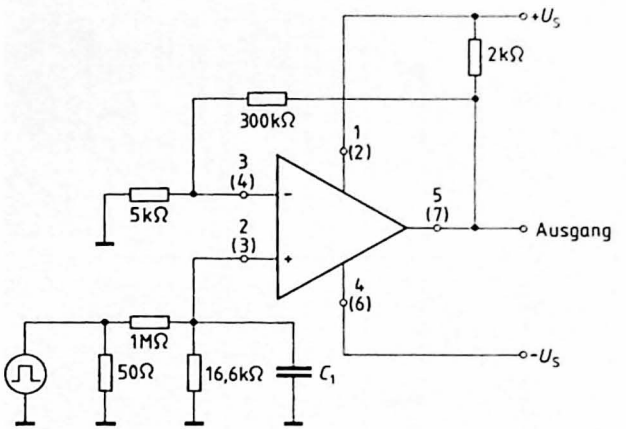
		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−200	±80	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8		1,0	µA
Ausgangsspannung ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
Ausgangsspannung ($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Ausgangsspannung ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{Qss}		±10				V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	80	85		80		dB
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		90				dB
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		43				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangs-gleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13	±14	−13	12	−12	V
Gleichtakt-unterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungs-unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient d. U_{IO} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UIO}		6	25		25	µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{IO} ($R_G = 50$ Ω)	α_{IIO}		0,3	1,5		1,5	nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_q im nicht invert. Betrieb*) (Meßschaltung 1)	S		9				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit v. von U_q im invert. Betrieb*) (Meßschaltung 2)	S		18				V/µs
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V							
Eingangsnullspannung	U_{IO}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−150		150	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,6		0,8	µA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{UO}	75			75		dB

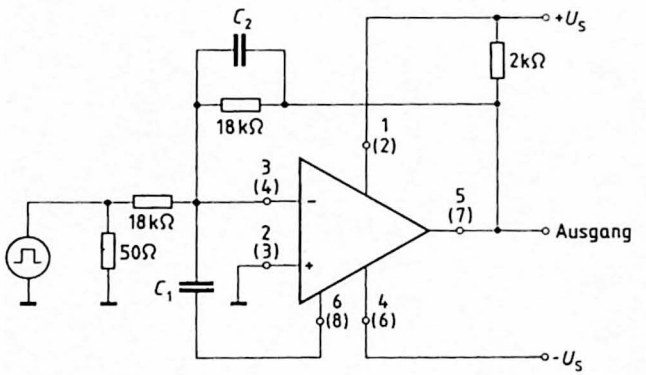
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Meßschaltung 1 für Anstiegsgeschwindigkeit (nicht invertierender Betrieb)



C_1 für min. Überschwingungen (ca. 22 pF) (Anschlüsse in Klammern gelten für TAA 762).

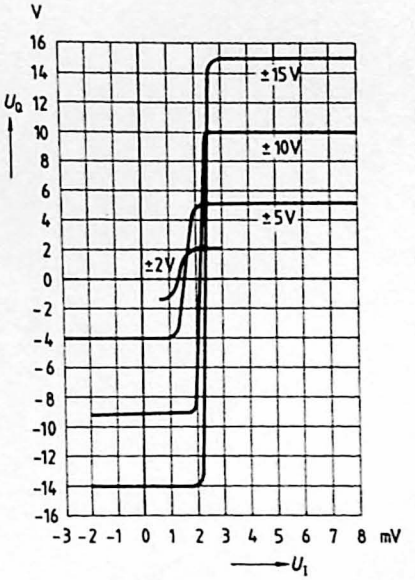
Meßschaltung 2 für Anstiegsgeschwindigkeit (invertierender Betrieb)



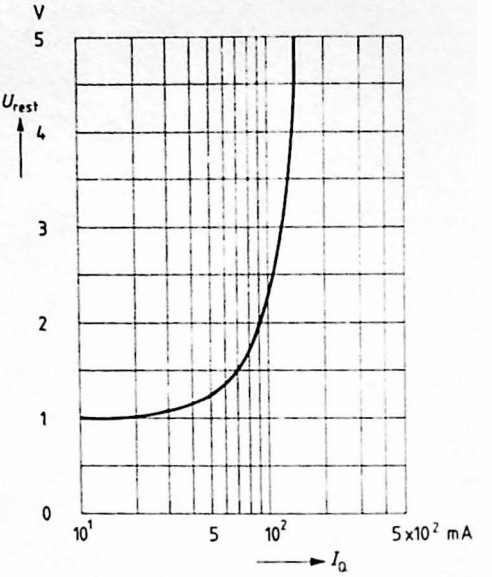
C_2 bewirkt eine frequenzabhängige Kompensation zur Verkleinerung der Anstiegszeiten (ca. 390 pF)

C_1 für min. Überschwingungen (ca. 3,9 pF)
(Anschlüsse in Klammern gelten für TAA 762)

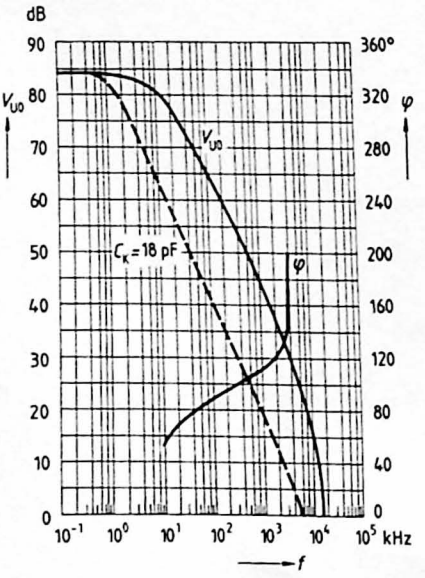
Transferkennlinie $U_Q = f(U_I)$
U_S = Parameter, $R_L = 2\ k\Omega$



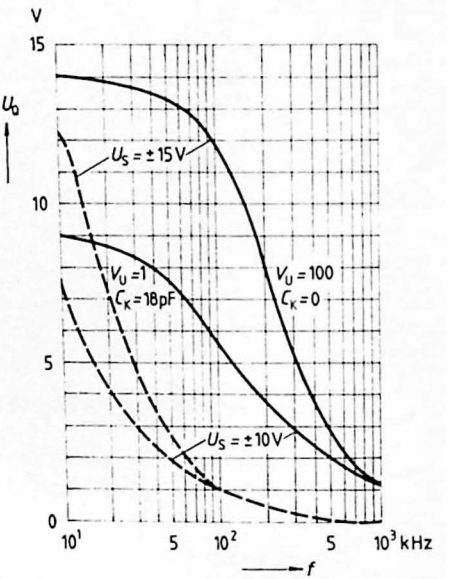
Restspannung $U_{rest} = f(I_Q)$
$T_U = 25\,°C$



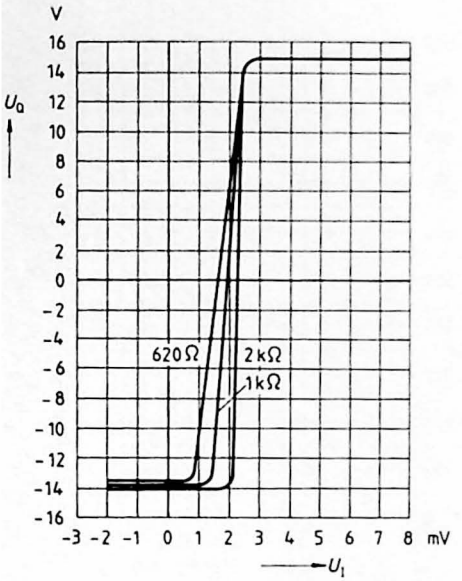
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$;
Phasengang der Leerlaufverstärkung
$\varphi = f(f)$
$U_S = \pm 15\ V$; $R_L = 2\ k\Omega$



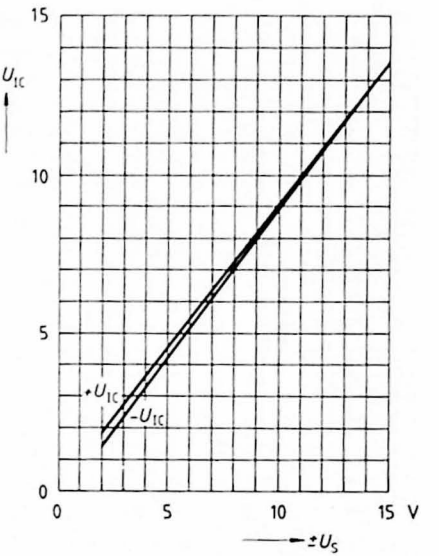
Frequenzabhängigkeit der Großsignalaussteuerung $U_Q = f(f)$



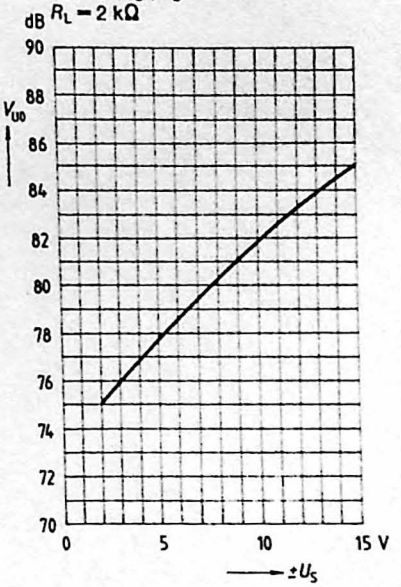
Transferkennlinie $U_Q = f(U_I)$
$U_S = \pm 15$ V, R_L = Parameter



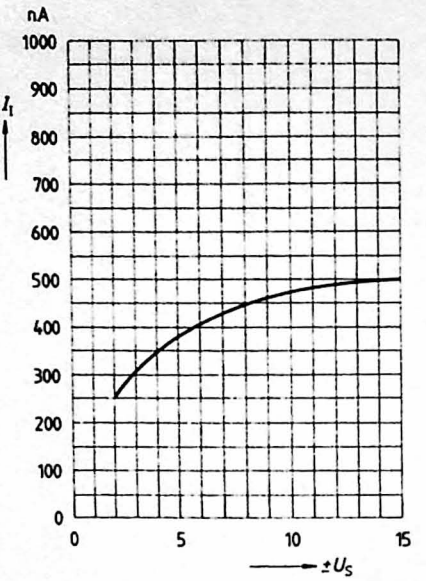
Gleichtaktbereich $U_{IC} = f(U_S)$



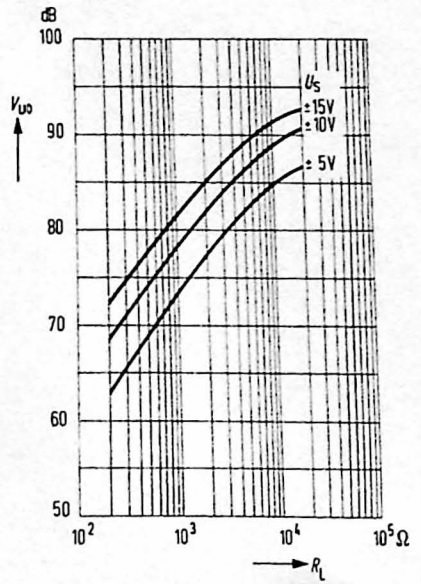
Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{U0} = f(U_S)$; $T_U = 25\,°C$
$R_L = 2\,k\Omega$



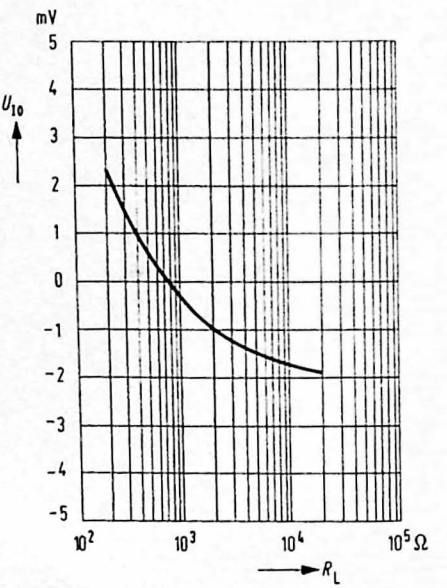
Eingangsstrom $I_I = f(U_S)$



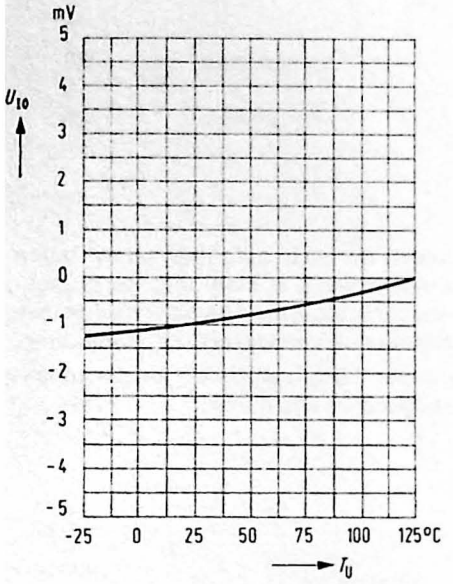
Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{U0} = f(R_L)$; $T_U = 25\,°C$



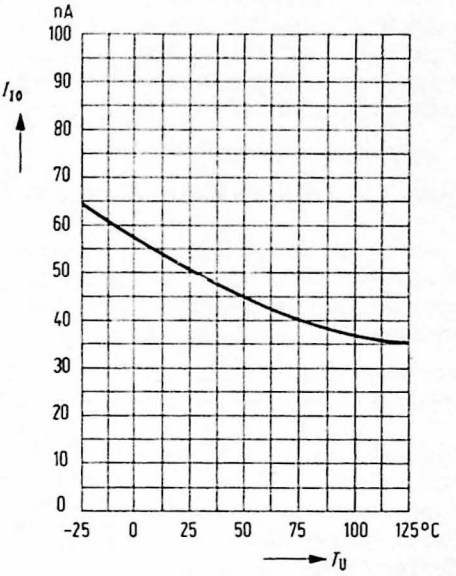
Eingangsnullspannung
$U_{I0} = f(R_L)$; $U_S = \pm 15\,V$



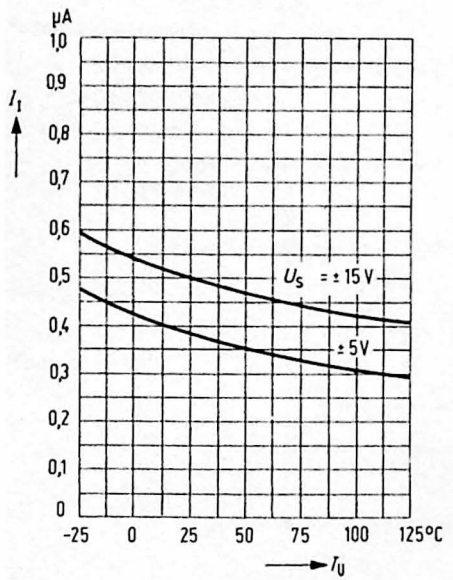
Eingangsnullspannung $U_{IO} = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $U_S = \pm 15\ V$



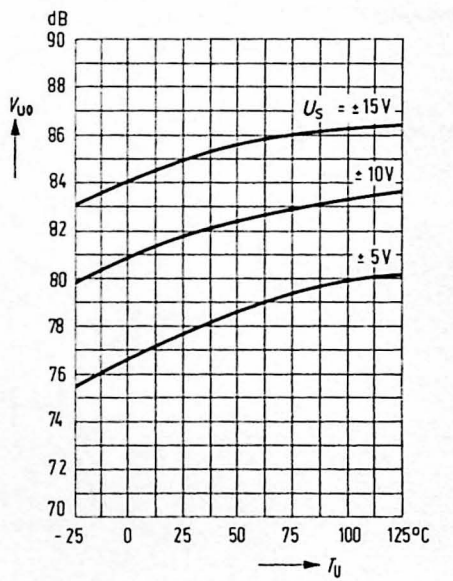
Eingangsnullstrom $I_{IO} = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $U_S = \pm 15\ V$



Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$



Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{UO} = f(T_U)$; $R_L = 2\ k\Omega$; $f = 1\ kHz$



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TCA 332	Q67000-A1016	5 H 6 (ähnl. TO-78)	—	1
TCA 332 A	Q67000-A2272	DIP 6	—	8
TCA 332 G	Q67000-A2270	ähnl. SO-6	orange/gelb	28
TCA 335 A	Q67000-A563	DIP 6	—	8
TCA 335 G	Q67000-A1018-G1	ähnl. SO-6	blau/gelb	28

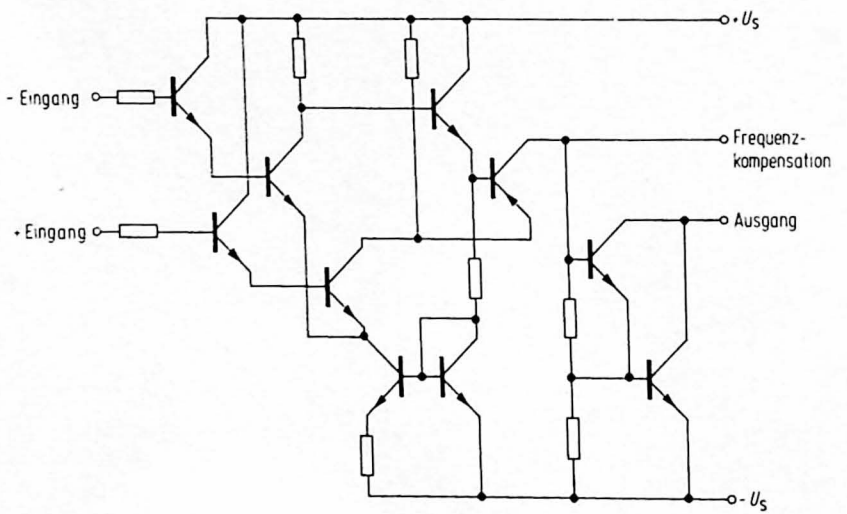
TCA 315, TCA 325 siehe Kapitel Komparatoren

Ein wirtschaftlicher und vielseitiger Operationsverstärker, der sich aufgrund seiner guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignet, wie z. B. Meß- und Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom des Verstärkers von Bedeutung.

Neben hoher Verstärkung, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

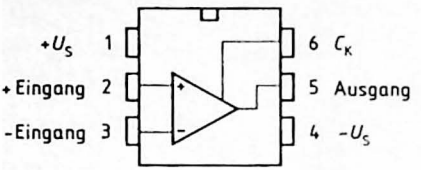
- Hohen Eingangswiderstand
- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großen Ausgangsstrom
- Einfache Frequenzkompensation
- Großen Temperaturbereich (TCA 332)

Schaltung

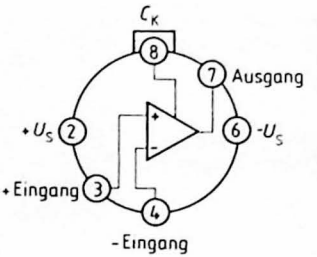


Anschlußanordnungen

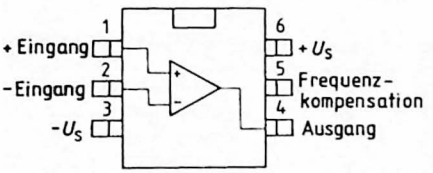
TCA 332 A
TCA 335 A



TCA 332

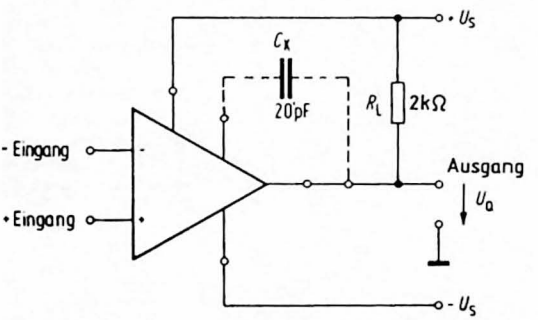


TCA 332 G
TCA 335 G



Anschlußschema

C_K = Ausgangsfrequenzkompensation,
R_L = Lastwiderstand



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: U_S = 13 bis 15 V		U_{ID}	±13	V
Differenzeingangsspannung: U_S = 2 bis 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	TCA 332	$R_{th\,SG}$	80	K/W
(System-Umgebung)	TCA 332	$R_{th\,SU}$	185	K/W
	TCA 332 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TCA 332 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

U_S = ±5 V bis ±15 V

		T_U = 25 °C			T_U = −55 bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung (R_G = 50 Ω)	U_{IO}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Eingangsstrom (U_{ID} = ±13 V)	I_I			200			nA
Ausgangsspannung (R_L = 2 kΩ, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−14,0	14,8	−14,0	V
(R_L = 620 Ω, U_S = ±15 V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12,0	V
(R_L = 2 kΩ, U_S = ±15 V, f = 100 kHz)	U_{Qss}		±10				V

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ °C bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungs-verstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	80	83		75		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		88				dB
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		43				dB
Eingangs-gleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13		−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	80		70		dB
Betriebsspannungs-unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		12	50		50	µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{II0}		50				pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 1)	S		9				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invertierten Betrieb *) (s. TAA 765, Meßschaltung 2)	S		18				V/µs
Ausgangssättigungs-spannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V							
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	75			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: U_S = 13 bis 15 V		U_{ID}	±13	V
Differenzeingangsspannung: U_S = 2 bis 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TCA 335 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TCA 335 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

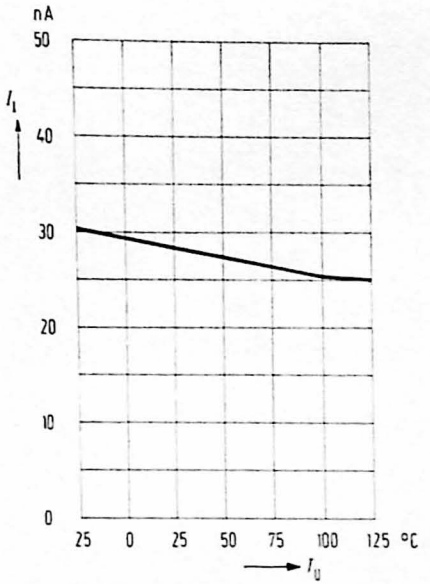
U_S = ±5 V bis ±15 V

		T_U = 25 °C			T_U = −25 bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung (R_G = 50 Ω)	U_{I0}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Eingangsstrom (U_{ID} = ±13 V)	I_I			200			nA
Ausgangsspannung							
(R_L = 2 kΩ, U_S = ±15 V)	U_{Oss}	14,9		−14,0	14,8	−14,0	V
(R_L = 620 Ω, U_S = ±15 V)	U_{Oss}	14,9		−12,5	14,8	−12,0	V
(R_L = 2 kΩ, U_S = ±15 V, f = 100 kHz)	U_{Oss}		±10				V

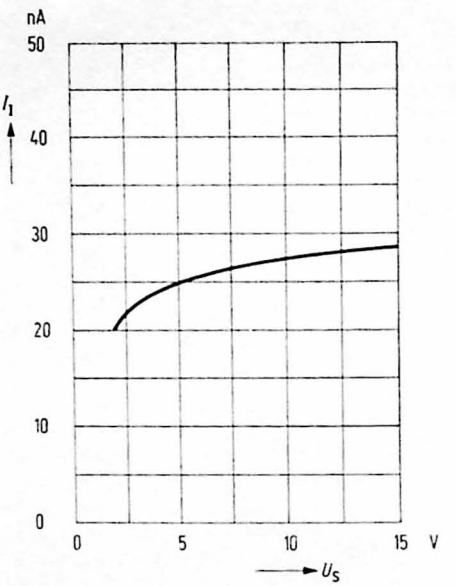
Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungs-verstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	75	80		75		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		85				dB
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		43				dB
Eingangs-gleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13		−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	70	78		70		dB
Betriebsspannungs-unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		12	50		50	µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{II0}		50				pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 1)	S		9				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invertierten Betrieb *) (s. TAA 765, Meßschaltung 2)	S		18				V/µs
Ausgangssättigungs-spannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Kenndaten $U_S = \pm 2$ V							
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

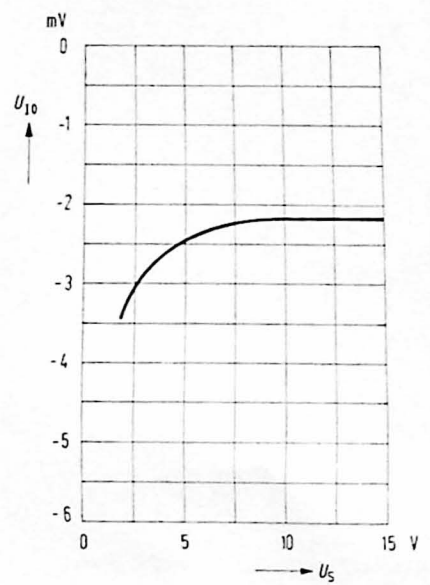
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$



Eingangsstrom $I_I = f(U_S)$
$T_U = 25\ °C$; $R_L = 2\ k\Omega$



Eingangsnullspannung $U_{IO} = f(U_S)$



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TAE 1453 A	Q67000-A2017	DIP 6	–	8
TAE 1453 G	Q67000-A2106	ähnlich SO-6	blau/silber	28
TAF 1453 A	Q67000-A2269	DIP 6	–	8
TAF 1453 G	Q67000-A2209	ähnlich SO-6	rot/rot	28

Die Operationsverstärker sind universell einsetzbare Schaltkreise mit einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Sie bestehen, abgesehen von nur einem Widerstand, ausschließlich aus aktiven Bauelementen. Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht. Der TAE/TAF 1453 eignet sich in besonderer Weise für Anwendungen, die durch folgende Merkmale gekennzeichnet sind:

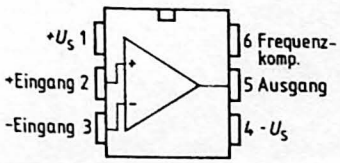
- Betrieb bei sehr kleinen Betriebsspannungen 2 V (1,8 V)
- Direktes Treiben von Lasten bis zu 70 mA
- Direkte Ansteuerbarkeit von TTL-Lasten
- Pegelumsetzung zu allen Logikfamilien
- Großsignalaussteuerung
- Nullspannungskomparatoren $U_I = 0$ V bzw. $-U_S$
- Weitgehende Unempfindlichkeit gegenüber Überspannungsspitzen an den Eingängen (bis zu 40 V)
- Anschluß- und funktionskompatibel zum TAA 765

Besondere elektrische Merkmale

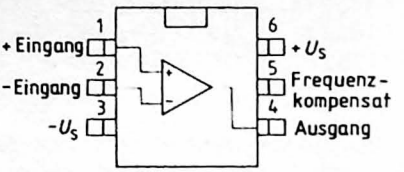
- 2 V (1,8 V) bis 36 V Versorgungsspannungsbereich
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 0,25 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Sehr hoher Gleichtaktbereich, bis 0,3 V unter der negativen Versorgungsspannung
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Sehr kleiner Eingangsstrom
- Sehr kleine Eingangsnullspannungen
- Betriebstemperaturbereich des TAE 1453 A, TAE 1453 G — 25 bis 85 °C
  TAF 1453 A, TAF 1453 G — 55 bis 125 °C

Anschlußanordnungen

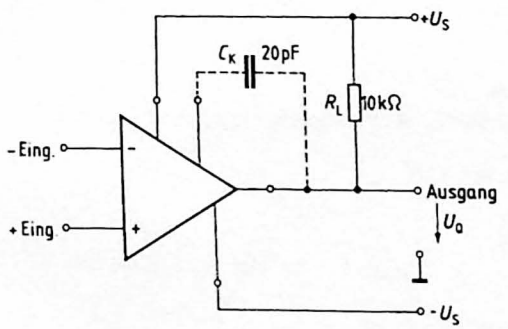
TAE 1453 A, TAF 1453 A



TAE 1453 G, TAF 1453 G

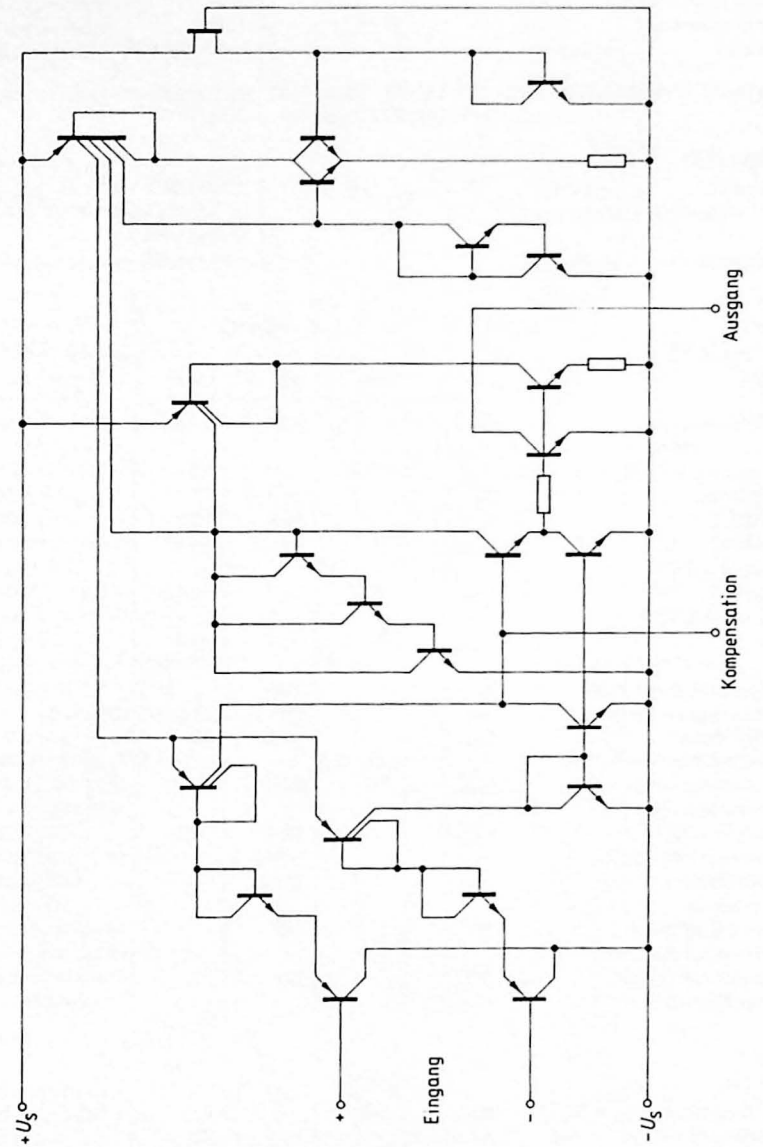


Anschlußschema



C_K = Ausgangsfrequenzkompensation (falls erforderlich);
R_L = Lastenwiderstand

Schaltung



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±18	V
Ausgangsstrom		I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAE 1453A	$R_{th\,SU}$	135	K/W
	TAE 1453G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±1,0 bis ±18 (±0,9 bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur im Betrieb:	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R_L = 10$ kΩ

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme (Ausgang im H-Zustand)	I_S		0,25	0,35		0,45	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			75		100	nA
Eingangsstrom	I_I		40	150		200	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,7	14,8	−14,7	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 620$ Ω, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,5	14,8	−14,4	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{Qss}	10		−10			V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	78	85		78		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S$−0,2		$+U_S$−1,8	$-U_S$	$+U_S$−2,0	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_{U0} = 100$)	k_{SVR}		25	100		120	µV/V
Temperaturkoeffizient von I_{I0}	α_{II0}		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		6				µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		20				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		30				V/µs

Kenndaten

$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			75		100	nA
Eingangsstrom	I_I		40	150		200	nA
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 18	V
Ausgangsstrom		I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAF 1453 A	$R_{th\,SU}$	135	K/W
	TAF 1453 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (± 0,9 bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R_L = 10$ kΩ

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme (Ausgang im H-Zustand)	I_S		0,25	0,4		0,45	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{IO}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}			50		75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,7	14,8	−14,7	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,5	14,8	−14,4	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{Qss}	10		−10			V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S-0,3$		$+U_S-1,5$	$-U_S$	$+U_S-1,8$	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_{U0} = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient von I_{IO}	α_{IIO}		0,1	0,8			nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{IO} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UIO}		6	25			µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		20				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		30				V/µs

Kenndaten

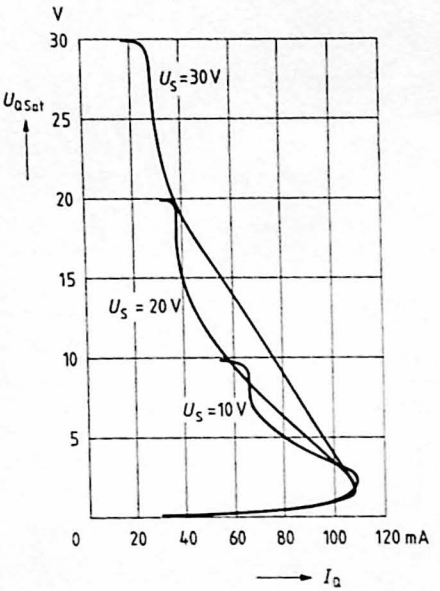
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$, $R_L = 2$ kΩ)	U_{IO}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}			50		75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 10$ kΩ)	V_{U0}	75			70		dB

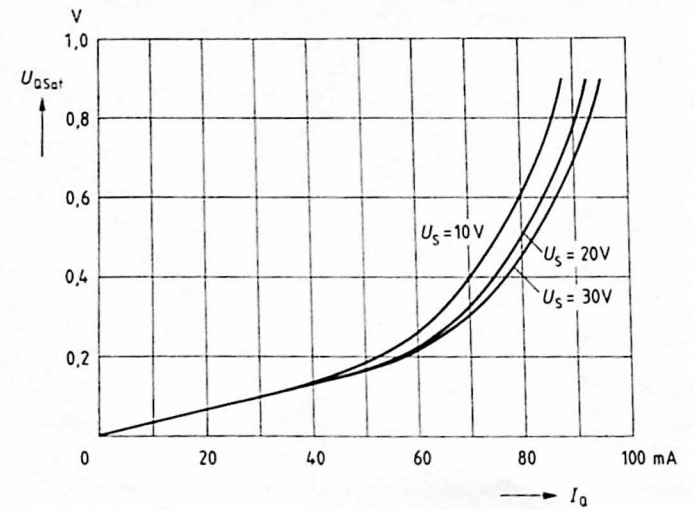
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typische Kennlinien elektrischer Parameter

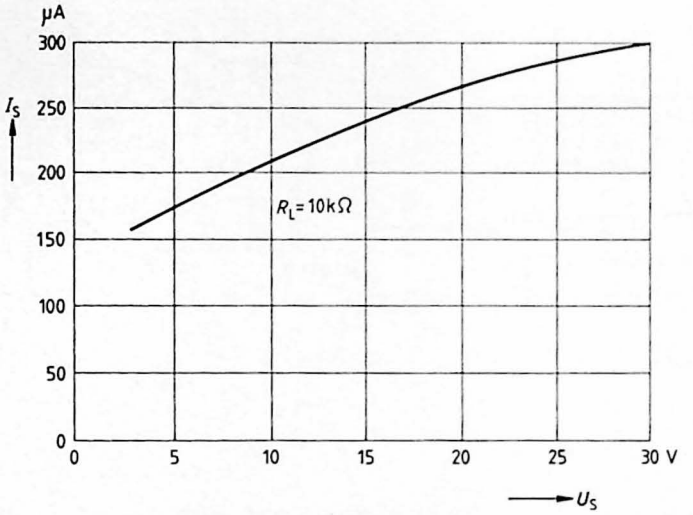
Lastkennlinien
$U_{QSat} = f(I_Q)$



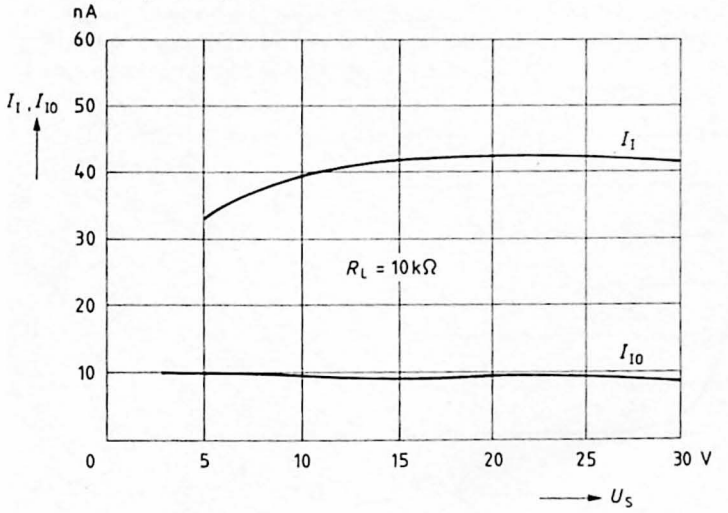
Sättigungsspannung
$U_{QSat} = f(I_Q)$



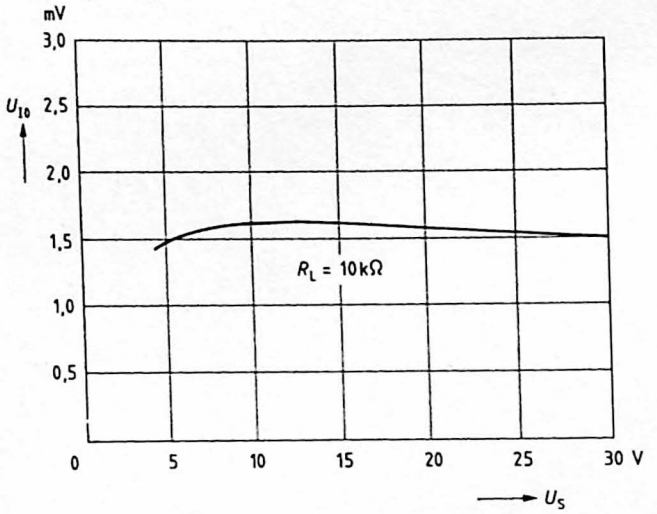
Speisestrom
$I_S = f(U_S)$



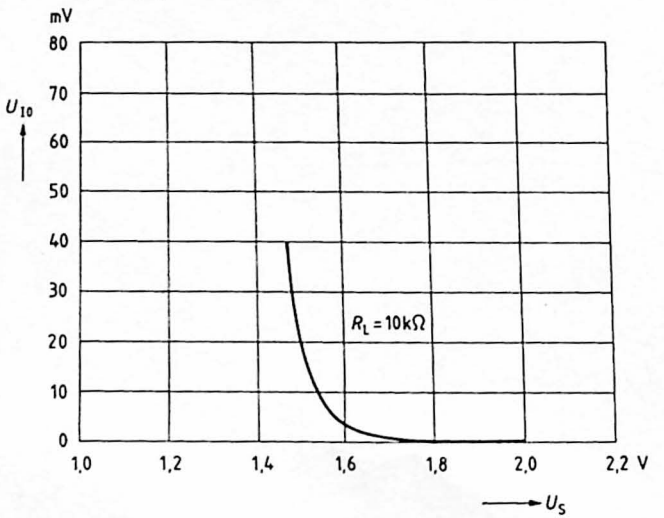
Eingangsstrom und Eingangsnullstrom
I_I, $I_{IO} = f(U_S)$



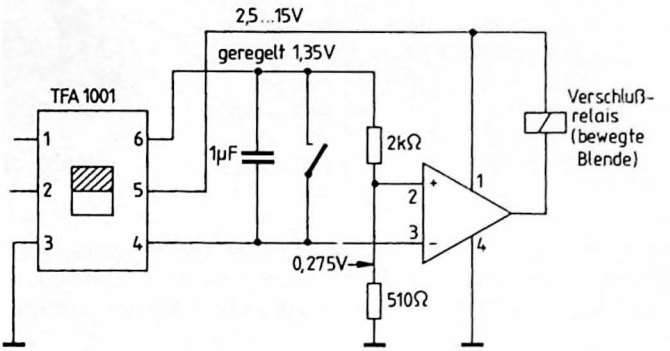
Eingangsnullspannung
$U_{IO} = f(U_S)$



Verlauf von U_{IO} bei niedrigen Betriebsspannungen
$U_{IO} = f(U_S)$



Belichtungsregelung für Kameras mit dem TAE 1453/TAF 1453



Anwendungsbeispiel

Die Schaltung zeigt eine Anwendung des TAE 1453 zusammen mit der Fotosensor IC TFA 1001 für eine Belichtungsregelung. Die TFA 1001 liefert einen eingeprägten Ausgangsstrom, der direkt proportional zum einfallenden Licht ist. Am Anschluß 6 steht eine konstante Spannung von 1,35 V zur Verfügung. Zur Bestimmung der Belichtungszeit wird ein Kondensator gegen die geregelten 1,35 V aufgeladen, d. h., sein Potential läuft zeitproportional von 1,35 V nach Masse. Über die Widerstände 510 Ω und 2 kΩ wird am Operationsverstärker TAE 1453, der hier als Komparator arbeitet, eine Vergleichsspannung von etwa 0,275 V eingestellt, also eine erheblich kleinere Spannung, als dies mit NPN-Operationsverstärkern möglich wäre. Unterschreitet am Kondensator die Spannung 0,275 V, so wird das Verschluß- (bzw. Blenden-) Relais stromlos und fällt ab; die Belichtung ist beendet.

In dieser Anwendung sind drei Eigenschaften von besonderem Interesse: die geringe Betriebsspannung (< 2 V), der Gleichtaktbereich bis nahe 0 V (Masse) sowie die niedrige Sättigungsspannung des Ausgangs (< 0,3 V).

TBA 221 B; G – 741
TBA 222; B; G; S1; TBB 741 G – 741

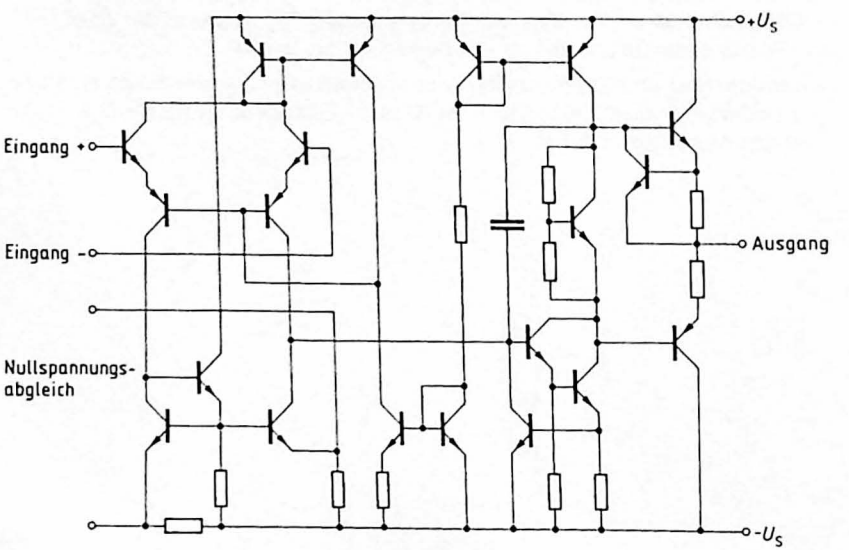
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TBA 221 B	Q67000-A281	DIP 8	–	9
TBA 221 G	Q67000-A923-G1	ähnl. SO-8	braun/braun	29
TBA 222	Q67000-A97	5 G 8 (ähnl. TO-99)	–	2
TBA 222 B	Q67000-A2280	DIP 8	–	9
TBA 222 G	Q67000-A97-G1	ähnl. SO-8	braun/weiß	29
TBA 222 S1	Q67000-A97-S1	5 G 8 (ähnl. TO-99)	–	2
TBB 741 G	Q67000-A1498-G1	ähnl. SO-8	blau/braun	29

Diese Operationsverstärker sind gegen $+U_S$, $-U_S$ und 0 kurzschlußfest. Die Eingangsnullspannung kann sehr einfach kompensiert werden. Durch die interne Frequenzkompensation ist der externe Bauteileaufwand gering. Die Verstärkungsabsenkung um 6 dB pro Oktave ergibt eine sehr gute Stabilität.

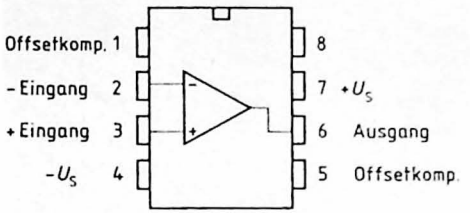
- Einfache Handhabung
- Große Eingangsdifferenzspannung
- Kurzschlußfest
- Hohe Spannungsverstärkung
- Hohe Betriebsspannung
- Großer Temperaturbereich (TBA 222)

Schaltbild

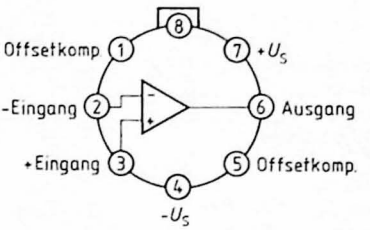


Anschlußanordnungen

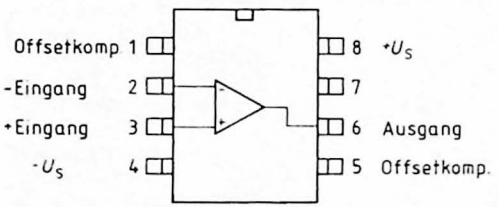
TBA 221 B, TBA 222 B



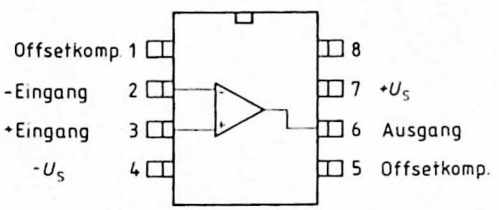
TBA 222, TBA 222 S1



TBA 221 G, TBA 222 G



TBB 741 G



Grenzdaten		TBA 221 TBB 741	TBA 222	
Speisespannung	U_S	±18	±22	V
Eingangsspannung: U_S = ±4 bis ±15 V	U_I	$\pm U_S$	$\pm U_S$	V
$U_S \geq 15$ V	U_I	±15	±15	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	±30	±30	V
Kurzschlußdauer[1]	t_k	∞	∞	
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	−65 bis 150	°C
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Wärmewiderstand				
(System-Gehäuse) TBA 222; S1	$R_{th\,SG}$		55	K/W
(System-Umgebung) TBA 222; S1	$R_{th\,SU}$		165	K/W
TBA 221 B/222 B	$R_{th\,SU}$	100		K/W
TBA 221 G/222 G	$R_{th\,SU}$	200		K/W
TBB 741 G	$R_{th\,SU}$	200		K/W
Funktionsbereich				
Speisespannung	U_S	±4 bis ±18	±4 bis ±22	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	−55 bis 125	°C

1) Kurzschluß kann gegen $+U_S$, $-U_S$ oder 0 erfolgen, dabei dürfen die Grenzdaten wie T_j nicht überschritten werden.

Kenndaten
$U_S = \pm 15$ V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = 0$ °C bis 70 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsnullspannung ($R_G \leq 10$ kΩ)	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Einstellbereich der Eingangsnullspannung	U_{I0}	6	±15	−6			mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−200	±20	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		80	500		800	nA
Stromaufnahme	I_S		1,7	2,8		2,8	mA
positiver Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS+}	15	20	25			mA
negativer Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS-}	−25	−20	−15			mA
Eingangswiderstand	R_I	300	2000				kΩ
Eingangskapazität	C_I		1,4				pF
Ausgangswiderstand	R_Q		75				Ω
Ausgangsspannung ($R_L \geq 10$ kΩ)	U_{Qss}	13	±14	−12,5			V
($R_L \geq 2$ kΩ)	U_{Qss}	11	±13	−11			V
Eingangsgleichtakt-Spannungsbereich	U_{IC}	12	±13	−12			V
Spannungsverstärkung ($U_{Qss} = \pm 10$ V, $R_L \geq 2$ kΩ)	V_{U0}	86	100		84		dB
Gleichtaktunterdrückung ($R_G \leq 10$ kΩ)	k_{CMR}	70	90				dB
Betriebsspannungsunterdrückung	k_{SVR}		30	150			µV/V
Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$							
Anstiegszeit ($U_I = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = < 100$ pF)	t_r		0,3				µs
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) ($R_L \leq 2$ kΩ)	S		0,5				V/µs
Temperaturkoeffizient der U_{I0}	α_{UI0}		3				µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{II0}		0,4				nA/K

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

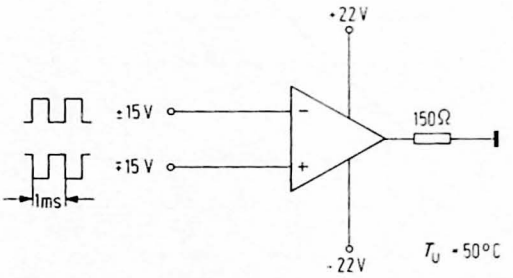
Kenndaten $U_S = \pm 15$ V		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsnullspannung ($R_G \leq 10$ kΩ)	U_{IO}	−4		4	−5,5	5,5	mV
Einstellbereich der Eingangsnullspannung	U_{IO}	6	± 15	−6			mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−100	± 20	100	−400	400	nA
Eingangsstrom	I_I		80	350		1200	nA
Stromaufnahme	I_S		1,7	2,8		2,8	mA
positiver Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS+}	15	20	25			mA
negativer Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS-}	−25	−20	−15			mA
Eingangswiderstand	R_I	300	2000				kΩ
Eingangskapazität	C_I		1,4				pF
Ausgangswiderstand	R_Q		75				Ω
Ausgangsspannung ($R_L \geq 10$ kΩ)	U_{Qss}	13	± 14	−12,5			V
($R_L \geq 2$ kΩ)	U_{Qss}	11	± 13	−11			V
Eingangsgleichtakt-Spannungsbereich	U_{IC}	12	± 13	−12			V
Spannungsverstärkung ($U_{Qss} = \pm 10$ V, $R_L \geq 2$ kΩ)	V_{UO}	94	106		88		dB
Gleichtaktunterdrückung ($R_G \leq 10$ kΩ)	k_{CMR}	80	90				dB
Betriebsspannungsunterdrückung	k_{SVR}		30	100			µV/V
Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$							
Anstiegszeit ($U_I = 20$ mV, $R_L = 2$ kΩ, $C_L = < 100$ pF)	t_r		0,3				µs
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) ($R_L \leq 2$ kΩ)	S		0,5				V/µs
Temperaturkoeffizient der U_{IO}	α_{UIO}		3				µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{IO}	α_{IIO}		0,4				nA/K

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

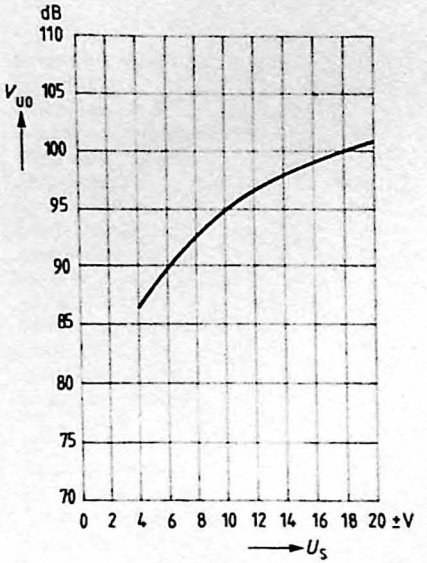
TBA 222 S1 ähnlich dem TBA 222 jedoch mit besonderen Qualitätsmerkmalen.

1. 72 Stunden elektrisch vorgealtert bei $T_U = 50\,°C$, $U_S \pm 22$ V entsprechend der angegebenen Schaltung
2. Rauschen $< 5\ \mu Vs$ entsprechend DIN 45 405

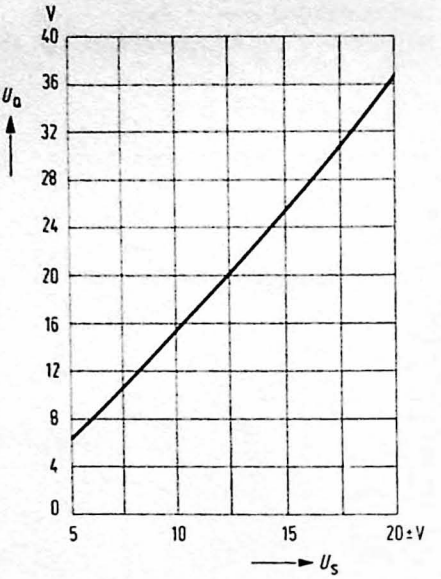
Schaltung, Voralterung für TBA 222 S1



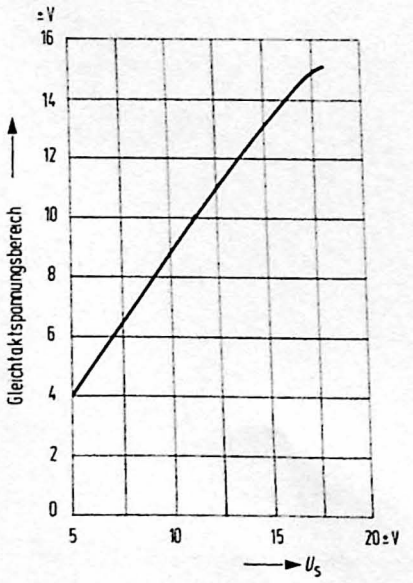
Leerlaufspannungsverstärkung
$V_{U0} = f(U_S)$



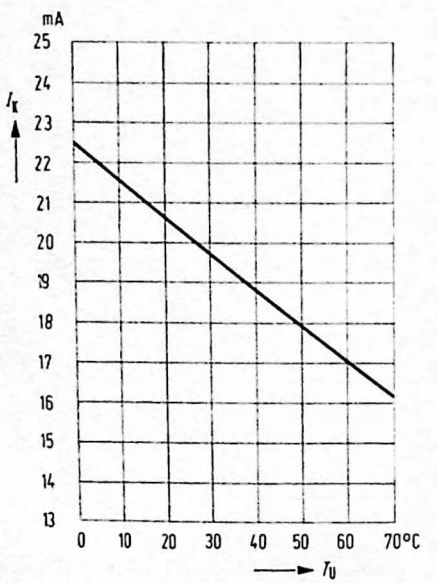
Ausgangsspannung $U_Q = f(U_S)$
$R_L \geq 2\ k\Omega$



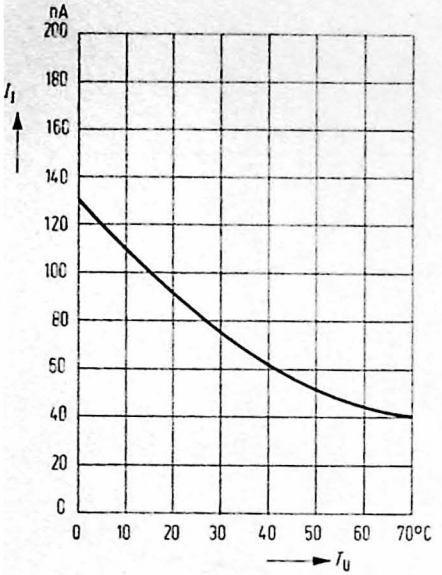
Gleichtaktspannungsbereich $= f(U_S)$
$R_L = 2\ k\Omega$



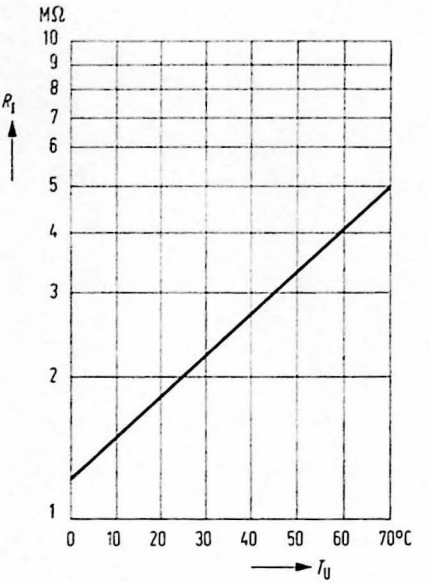
Kurzschlußstrom $I_K = f(T_U)$



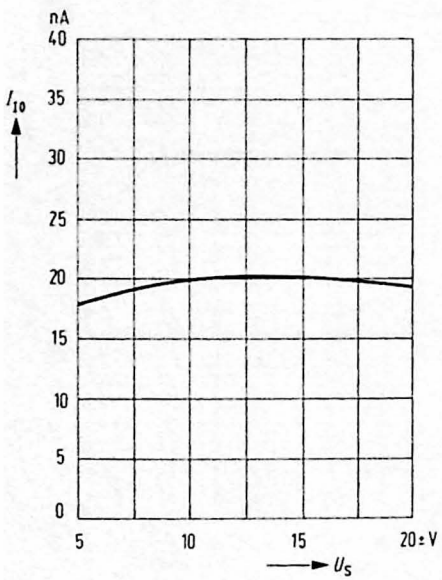
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$U_S = \pm 15$ V



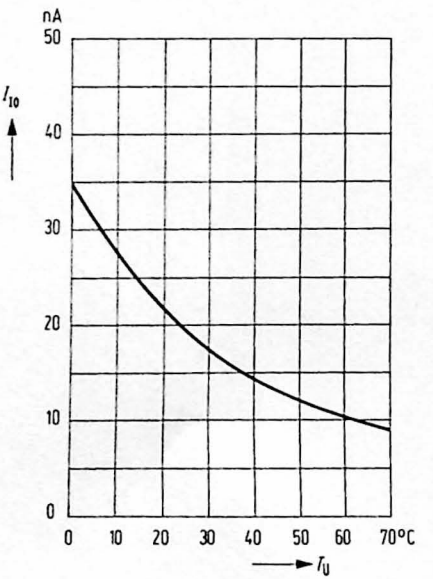
Eingangswiderstand $R_I = f(T_U)$
$U_S = \pm 15$ V



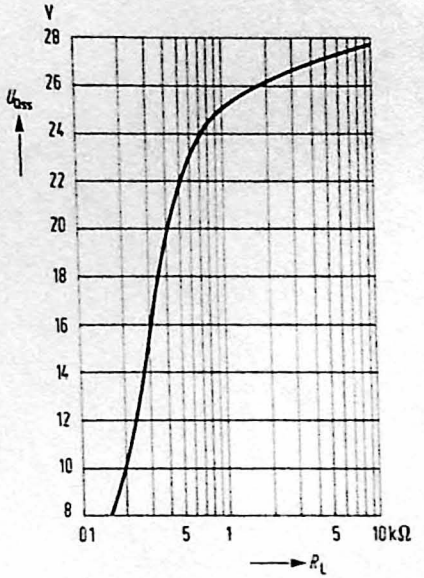
Eingangsnullstrom $I_{IO} = f(U_S)$



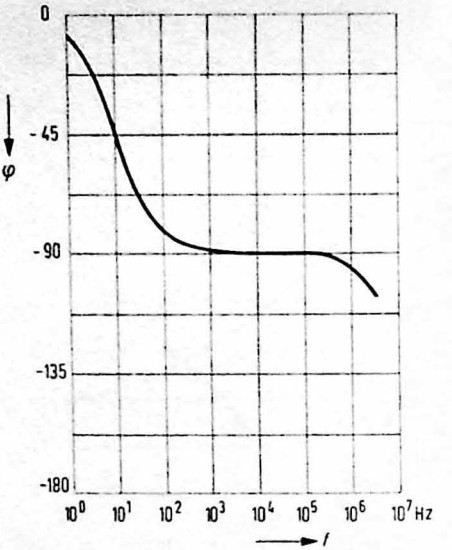
Eingangsnullstrom $I_{IO} = f(T_U)$
$U_S = \pm 15$ V



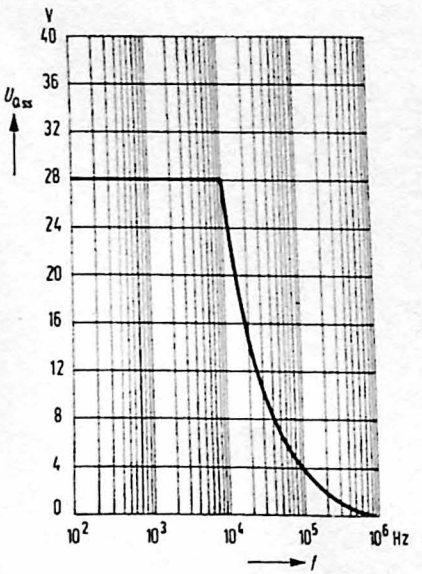
Ausgangsspannung $U_{Qss} = f(R_L)$
$U_S = \pm 15$ V



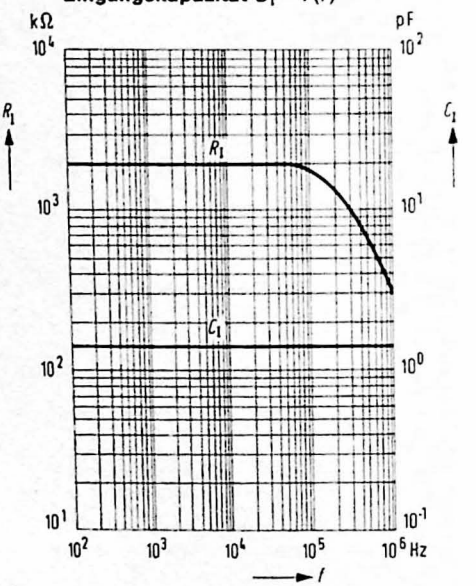
Phasengang der Leerlaufverstärkung
$\varphi = f(f)$; $U_S = \pm 15$ V



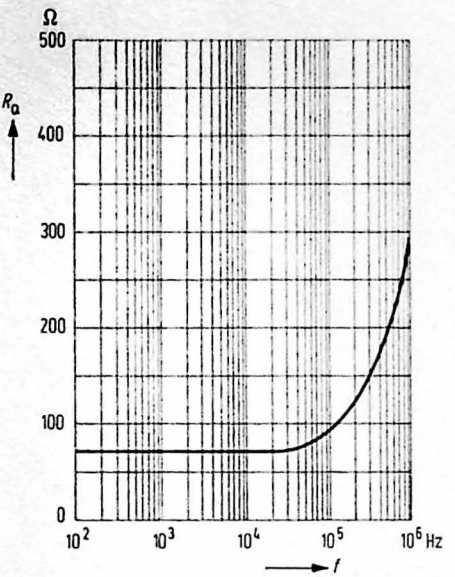
Ausgangsspannung $U_{Qss} = f(f)$
$U_S = \pm 15$ V; $R_L = 10$ kΩ



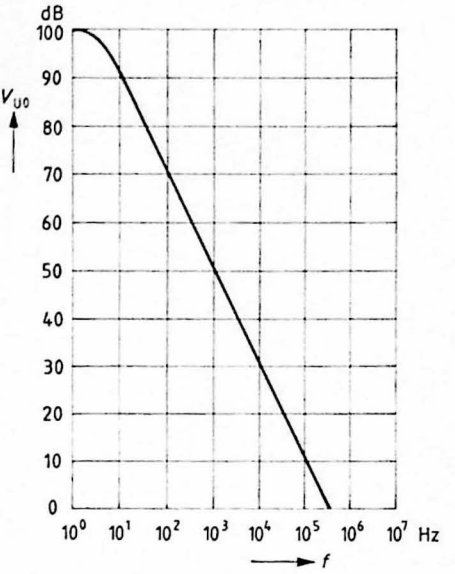
Eingangswiderstand $R_I = f(t)$
Eingangskapazität $C_I = f(f)$



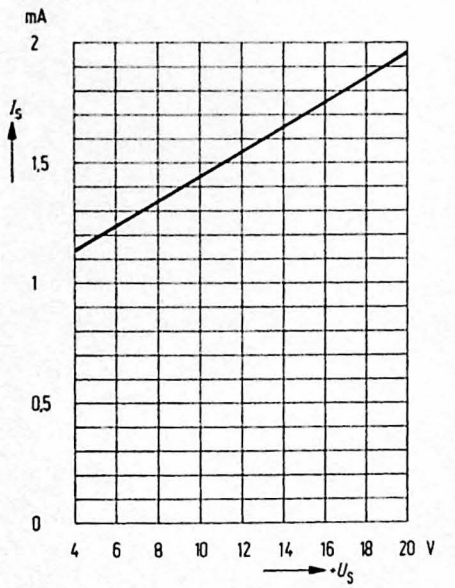
Ausgangswiderstand $R_Q = f(f)$



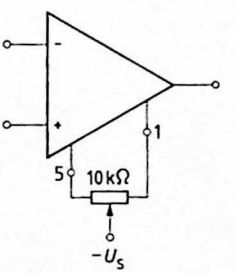
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{UO} = f(f)$



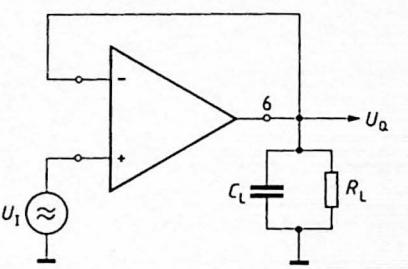
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



Nullspannungsabgleich:



Einschwingverhalten:



Doppeloperationsverstärker

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TAA 2762	Q67000-A1029	5 G 8 (ähnl. TO-99)	2
TAA 2762 A	Q67000-A2499	DIP 8	9
TAA 2765 A	Q67000-A1031	DIP 8	9

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

Neben hoher Verstärkung, großem Eingangswiderstand, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsbereich
- Großen Temperaturbereich (TAA 2762)
- Großen Ausgangsstrom
- Große Aussteuerbarkeit
- Keine Frequenzkompensation

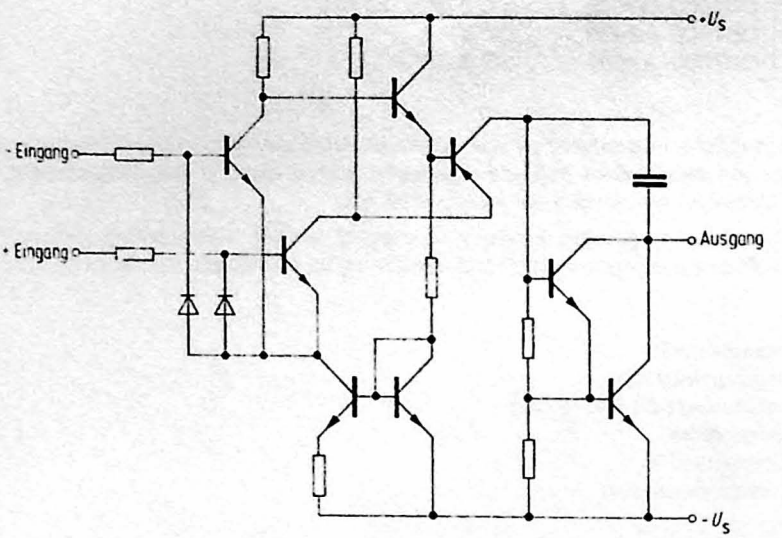
Grenzdaten

Speisespannung	U_S	±15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand			
System-Gehäuse: TAA 2762	$R_{th\,SG}$	55	K/W
System-Umgebung: TAA 2762	$R_{th\,SU}$	165	K/W
TAA 2762 A/2765 A	$R_{th\,SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

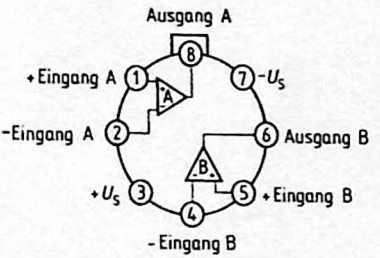
Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb:			
TAA 2762, A	T_U	−55 bis 125	°C
TAA 2765 A	T_U	−25 bis 85	°C

Schaltung eines Operationsverstärkers

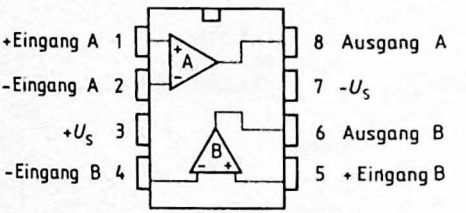


Anschlußanordnungen

TAA 2762



TAA 2762 A
TAA 2765 A



Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	typ	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−100	±50	100	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	µA
Ausgangsspannung ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufsspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	85	87		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}		92				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13	±13,5	−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85			75	dB
Speisespannungs-unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient d.U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{II0}		0,3	1,5		1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V							
Eingangsnullspannung	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−70		70	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,5		0,8	µA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	typ	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−200	±80	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8		1,0	µA
Ausgangsspannung							
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Oss}	14,9		−14	14,8	−14	V
($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Oss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufsspannungsverstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	80	85		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}		90				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13	±13,5	−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungs-unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient d.U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6			25	µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{II0}		0,3			1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2{,}5$ kΩ)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{QO}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−150		150	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,6		0,8	µA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	75			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang

TBC 2332; B
TBE 2335 B

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TBC 2332	Q67000-A1163	5 G 8 (ähnl. TO-99)	2
TBC 2332 B	Q67000-A2500	DIP 8	9
TBE 2335 B	Q67000-A1165	DIP 8	9

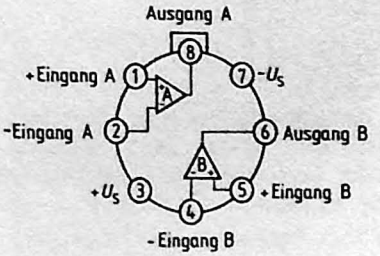
Wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Meß- und Regeltechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom der Verstärker von Bedeutung.

Neben hoher Verstärkung, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

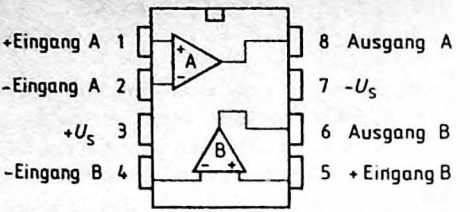
- Hohen Eingangswiderstand
- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großen Ausgangsstrom
- Großen Temperaturbereich (TBC 2332)

Anschlußanordnungen

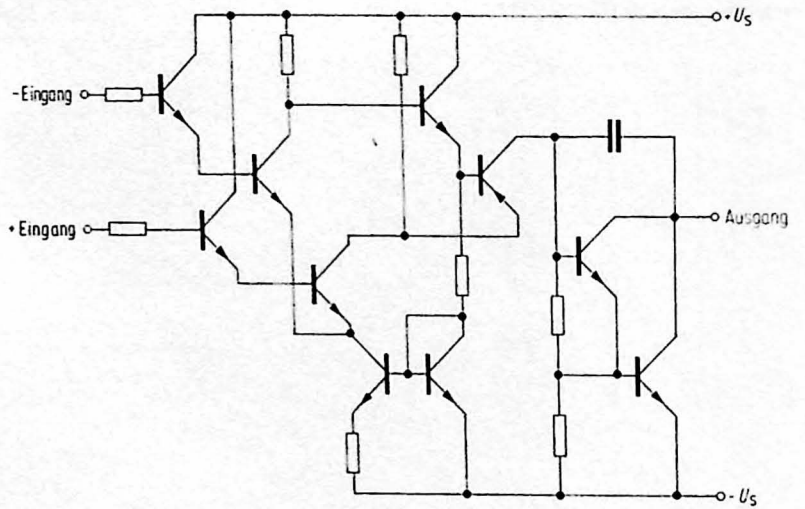
TBC 2332



TBC 2332 B, TBE 2335 B



Schaltung eines Operationsverstärkers



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung				
U_S = ± 13 bis ± 15 V		U_{ID}	± 13	V
U_S = ± 2 bis ± 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	TBC 2332	$R_{th\,SG}$	55	K/W
(System-Umgebung)	TBC 2332	$R_{th\,SU}$	165	K/W
	TBC 2332 B	$R_{th\,SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb			
TBC 2332; B	T_u	−55 bis 125	°C

Kenndaten

U_S = ± 5 V bis ± 15 V

		T_U = 25 °C			T_U = −55 bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung (R_G = 50 Ω)	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Ausgangsspannung							
(R_L = 2 kΩ, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
(R_L = 620 Ω, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungs-verstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	85	87		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}		92				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangs-gleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, Komparatorbetrieb)	U_{IC}	$+U_S$		$-U_S+2{,}0$	$+U_S$	$-U_S+3$	V
Gleichtakt-unterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Speisespannungs-unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		12	50		50	µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{II0}		50				pA/K
Ausgangssättigungs-spannungs ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Kenndaten $U_S = \pm 2$ V							
Eingangsnullspannung	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	$V_{I\,I0}$	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	±15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung			
U_S = ±13 bis ±15 V	U_{ID}	±13	V
U_S = ± 2 bis ±13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

U_S = ± 5 V bis ± 15 V

		T_U = 25 °C			T_U = −25 bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung (R_G = 50 Ω)	U_{I0}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Ausgangsspannung							
(R_L = 2 kΩ, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
(R_L = 620 Ω, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungs-verstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{I0}	80	85		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{I0}		90				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangs-gleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, Komparatorbetrieb)	U_{IC}	$+U_S - 0{,}5$		$-U_S + 2{,}0$	$+U_S - 0{,}8$	$-U_S + 3$	V
Gleichtakt-unterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungs-unterdrückung ($V_{I1} = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{I10}		12			50	µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{II0}		50				pA/K
Ausgangssättigungs-spannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{QO}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung	U_{I0}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Leerlaufspannungs-verstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{I0}	75			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TAE 2453 A	Q67000-A2107	DIP 8	–	9
TAE 2453 G	Q67000-A2108	ähnl. SO-8	weiß	29
TAF 2453 A	Q67000-A2210	DIP 8	–	9
TAF 2453 G	Q67000-A2209	ähnl. SO-8	grün	29

Der TAE 2453/TAF 2453 besteht aus zwei unabhängigen, frequenzkompensierten Operationsverstärkern mit je einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht. Der Baustein eignet sich in besonderer Weise für Anwendungen, die durch folgende Merkmale gekennzeichnet sind:

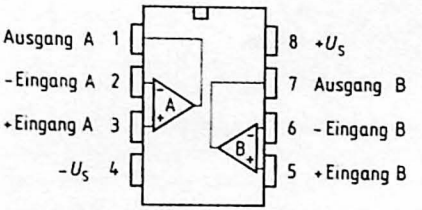
- Betrieb bei sehr kleinen Betriebsspannungen 2 V (1,8 V)
- Direktes Treiben von Lasten bis zu 70 mA
- Direkte Ansteuerbarkeit von TTL-Lasten
- Pegelumsetzung zu allen Logikfamilien
- Großsignalaussteuerung
- Nullspannungskompensatoren $U_I = 0$ V bzw. $-U_S$
- Weitgehende Unempfindlichkeit gegenüber Überspannungsspitzen an den Eingängen (bis zu 40 V)

Besondere elektrische Merkmale

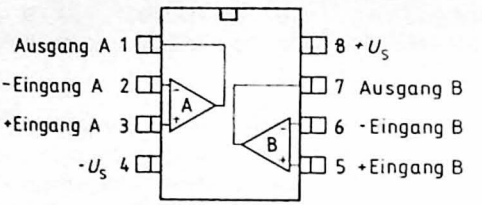
- 2 V (1,8 V) bis 36 V Versorgungsspannungsbereich
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 0,8 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Sehr hoher Gleichtaktbereich, bis 0,3 V unter der negativen Versorgungsspannung
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Sehr kleiner Eingangsstrom
- Sehr kleine Eingangsnullspannungen
- Betriebstemperaturbereich des TAE 2453 A; G: −25 bis 85 °C
  TAF 2453 A; G: −55 bis 125 °C

Anschlußanordnung

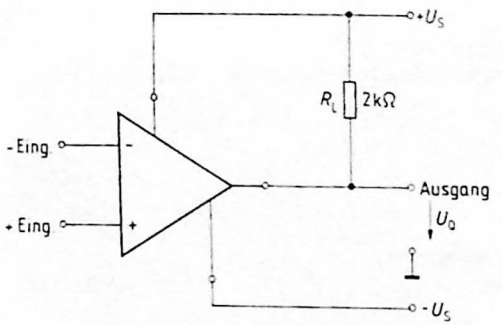
TAE 2453 A, TAF 2453 A



TAE 2453 G
TAF 2453 G

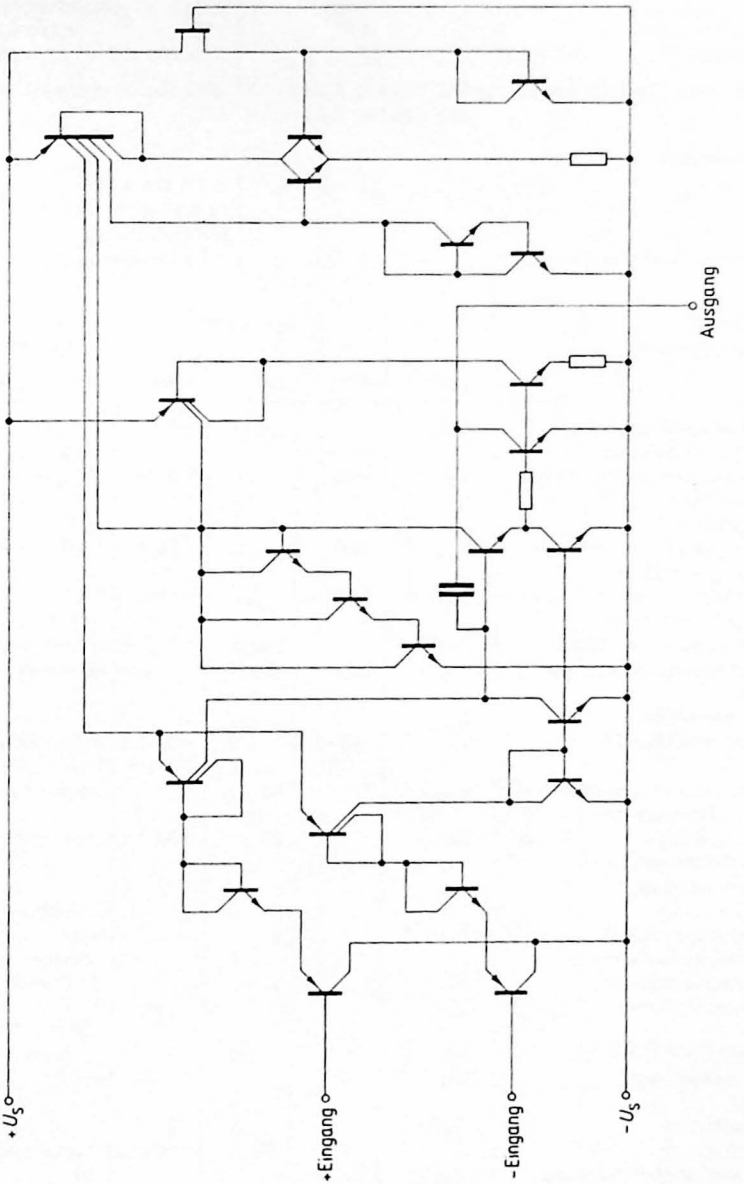


Anschlußschema



R_L = Lastwiderstand

Schaltung



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±18	V
Ausgangsstrom		I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAE 2453 A	$R_{th\,SU}$	100	K/W
	TAE 2453 G	$R_{th\,SU}$	170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±1,0 bis ±18 (±0,9 bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme (Ausgänge im H-Zustand)	I_S		0,8	1,5		1,8	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			75		100	nA
Eingangsstrom	I_I		40	150		200	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,7	14,8	−14,7	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,5	14,8	−14,4	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ)	U_{IC}	$-U_S$−0,2		$+U_S$−1,8	$-U_S$	$+U_S$−2,0	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient von I_{I0}	α_{II0}		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6				µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			75		100	nA
Eingangsstrom	I_I		40	150		200	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 18	V
Ausgangsstrom		I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAF 2453 A	$R_{th\,SU}$	100	K/W
	TAF 2453 G	$R_{th\,SU}$	170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (± 0,9 bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

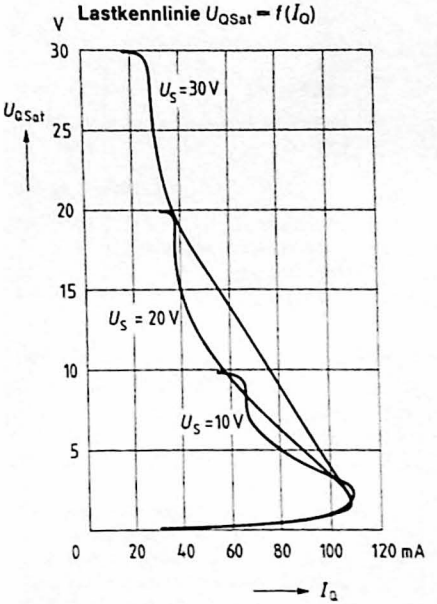
		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme (Ausgänge im H-Zustand)	I_S		0,8	1,5		1,8	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}				50	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,7	14,8	−14,7	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,5	14,8	−14,4	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S$-0,3		$+U_S$-1,5	$-U_S$	$+U_S$-1,8	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient von I_{I0}	α_{II0}		0,1	0,8		0,8	nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs

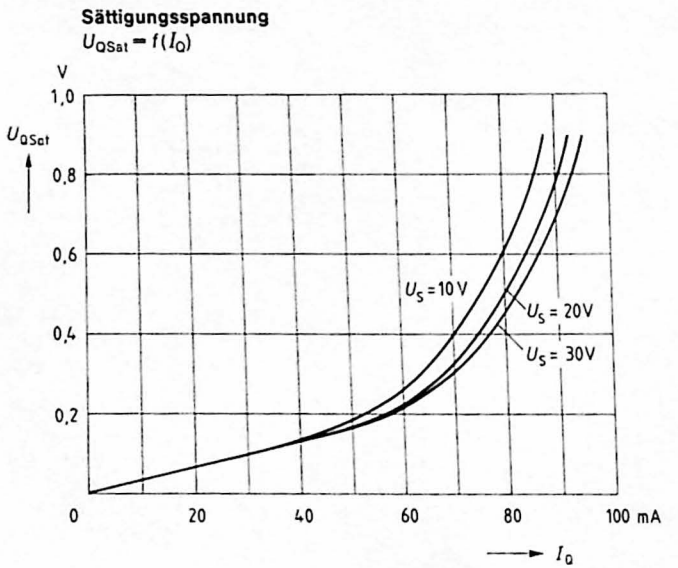
Kenndaten $U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			50		75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	75			70		dB

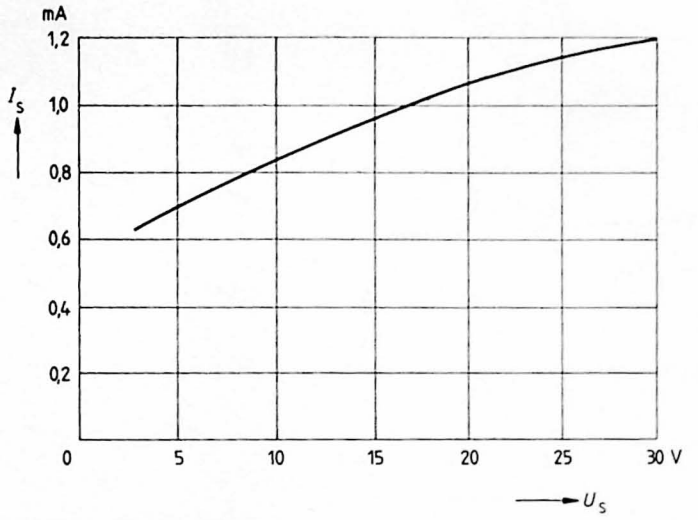
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typische Kennlinien elektrischer Parameter

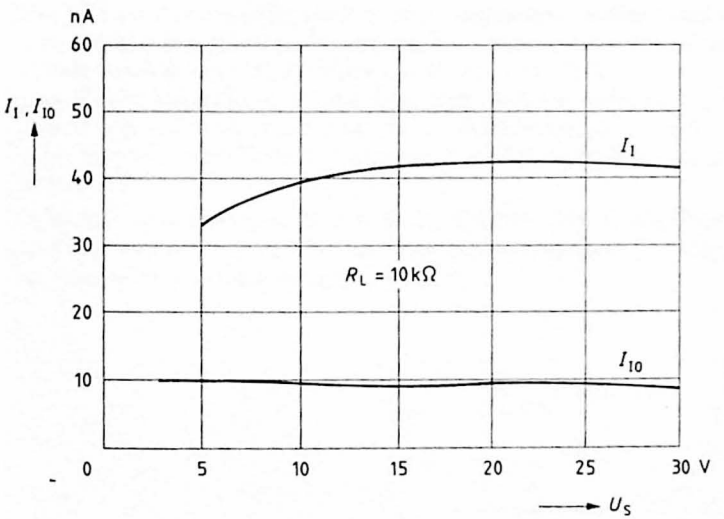




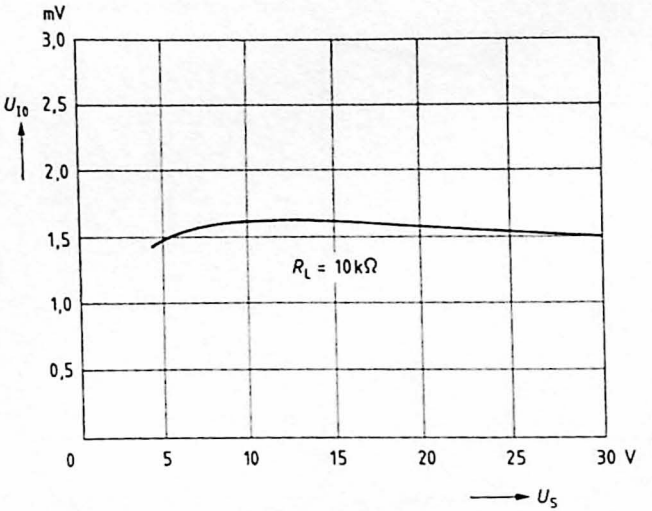
Speisestrom
$I_S = f(U_S)$



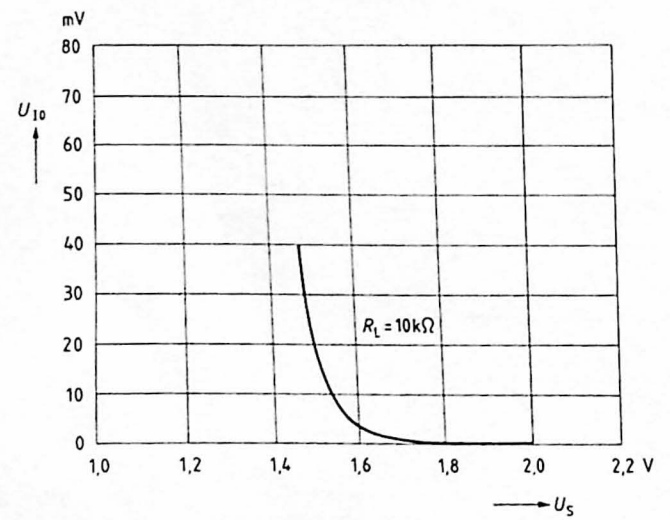
Eingangsstrom und Eingangsnullstrom
I_I, $I_{I0} = f(U_S)$



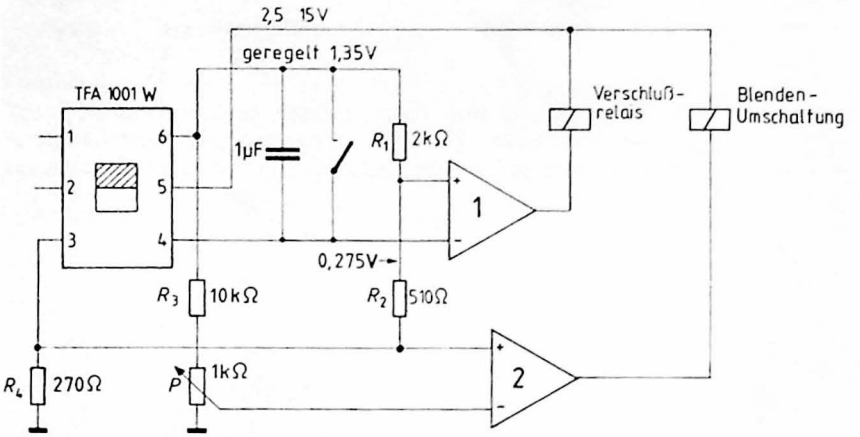
Eingangsnullspannung
$U_{IO} = f(U_S)$



Verlauf von U_{IO} bei niedrigen Betriebsspannungen
$U_{IO} = f(U_S)$



Belichtungsregelung für Kameras mit dem TAE 2453/TAF 2453



Anwendungsbeispiel

Die Schaltung zeigt eine Anwendung des TAE 2453 zusammen mit der Fotosensor IC TFA 1001 für eine Belichtungsregelung. Die TFA 1001 liefert einen eingeprägten Ausgangsstrom, der direkt proportional zum einfallenden Licht ist. Am Anschluß 6 steht eine konstante Spannung von 1,35 V zur Verfügung. Zur Bestimmung der Belichtungszeit wird ein Kondensator gegen die geregelten 1,35 V aufgeladen, d. h., sein Potential läuft zeitproportional von 1,35 V nach Masse. Über die Widerstände 510 Ω und 2 kΩ wird am Operationsverstärker 1, der hier als Komparator arbeitet, eine Vergleichsspannung von etwa 0,275 V eingestellt, also eine erhebliche kleinere Spannung, als dies mit NPN-Operationsverstärkern möglich wäre. Unterschreitet am Kondensator die Spannung 0,275 V, so wird das Verschluß- (bzw. Blenden-)Relais stromlos und fällt ab; die Belichtung ist beendet. Der Komparator 2 vergleicht den Spannungsabfall ab R_4, der durch die lichtabhängige Stromaufnahme verursacht wird, mit einer durch Potentiometer P eingestellten Referenzspannung und betätigt die Blendenumschaltung.

In dieser Anwendung sind drei Eigenschaften von besonderem Interesse: die geringe Betriebsspannung (< 2 V), der Gleichtaktbereich bis nahe 0 V (Masse) sowie die niedrige Sättigungsspannung des Ausgangs (< 0,3 V).

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TBB 1458 B	Q67000-A1036	DIP 8	–	9
TBB 1458 G	Q67000-A1485-G1	ähnl. SO-8	orange/orange	29

Der Operationsverstärker TBB 1458 zeichnet sich durch großen Gleichtaktbereich und Differenzeingangsspannung sowie Kurzschlußfestigkeit aus. Es werden keine externen Bauelemente zur Frequenzkompensation benötigt. Die Teilschaltung entspricht dem Operationsverstärker TBA 221.

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 18	V
Eingangsspannung[1])		U_I	± 15	V
Differenzeingangsspannung[2])		U_{ID}	± 30	V
Kurzschlußdauer[3])		t_z	∞	
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TBB 1458 B	$R_{th\,SU}$	100	K/W
	TBB 1458 G	$R_{th\,SU}$	170	K/W

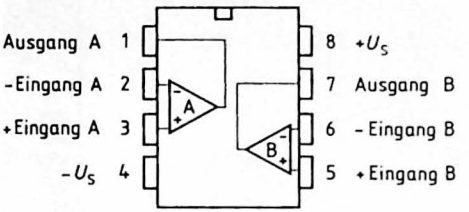
Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 4 bis ± 18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C

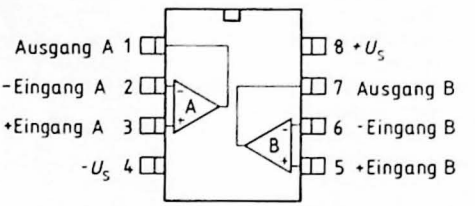
1) Für Speisespannungen < ± 15 V ist die max. Eingangsspannung der Speisespannung gleich.
2) Für Speisespannungen < ± 15 V ist die max. Differenzeingangsspannung gleich $\pm (U_{S+} + |U_{S-}|)$.
3) Kurzschluß kann gegen Masse oder Speisespannung $\pm U_S$ erfolgen, dabei dürfen die Grenzdaten nicht überschritten werden.

Anschlußanordnungen

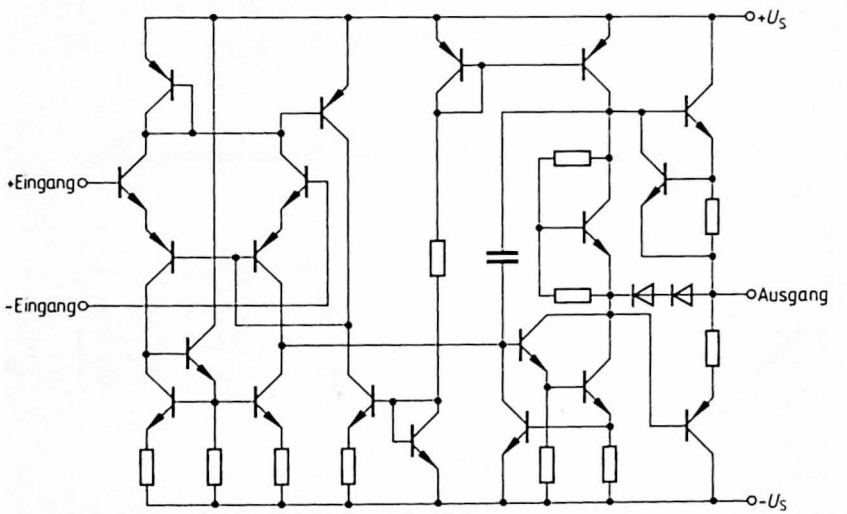
TBB 1458 B



TBB 1458 G



Schaltung eines Operationsverstärkers

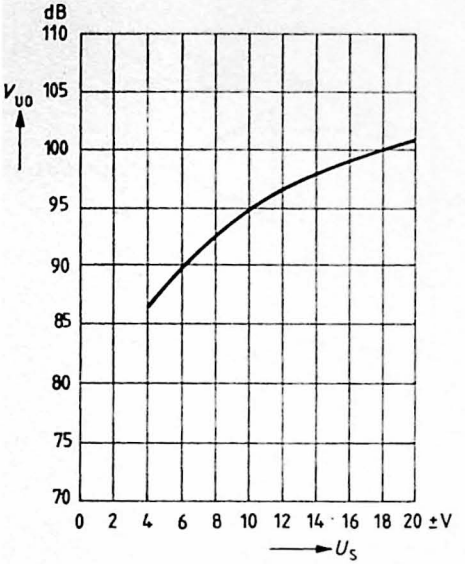


Kenndaten
$U_S = \pm 15$ V

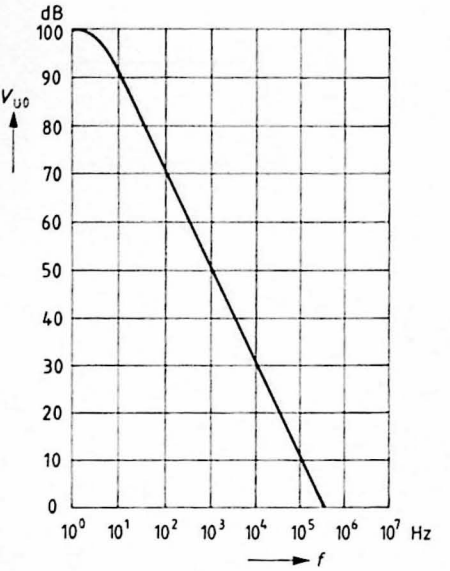
		$T_U = 25$ °C			$T_U = 0$ °C bis 70 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsnullspannung ($R_G \leq 10$ kΩ)	U_{IO}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	−200	±20	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		80	500		800	nA
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		2	3		3	mA
Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS}		±18				mA
Eingangsspannungsbereich	U_{IC}	12	±13	−12			V
Eingangswiderstand	R_I	0,3	1				MΩ
Eingangskapazität	C_I		6				pF
Ausgangswiderstand	R_Q		75	−13			Ω
Ausgangsspannung $R_L \geq 10$ kΩ	U_{Qss}	13	±14	−13			V
$R_L \geq 2$ Ω	U_{Qss}	11	±13	−11			V
Spannungsverstärkung ($U_{Qss} = \pm 10$ V, $R_L = 2$ kΩ)	V_U	86	100		84		dB
Gleichtaktunterdrückung ($R_G \leq 10$ kΩ)	k_{CMR}	70	90				dB
Speisespannungs-unterdrückung	k_{SVR}		30	150		150	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{IO}	α_{UIO}		3				µV/K
Temperaturkoeffizient der I_{IO}	α_{IIO}		0,4				nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit*) $V_U = 1$, ($R_L \geq 2$ kΩ)	S		0,5				V/µs

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

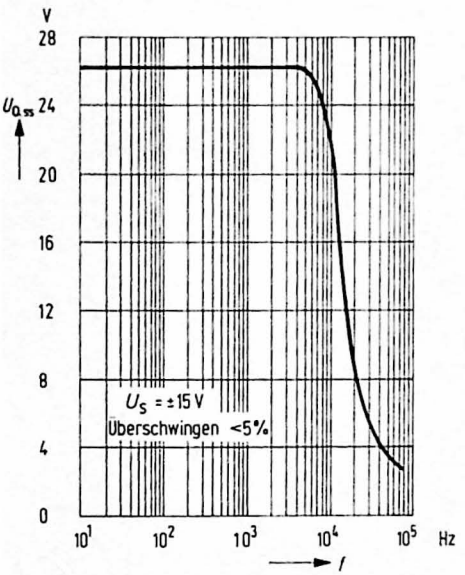
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(U_S)$



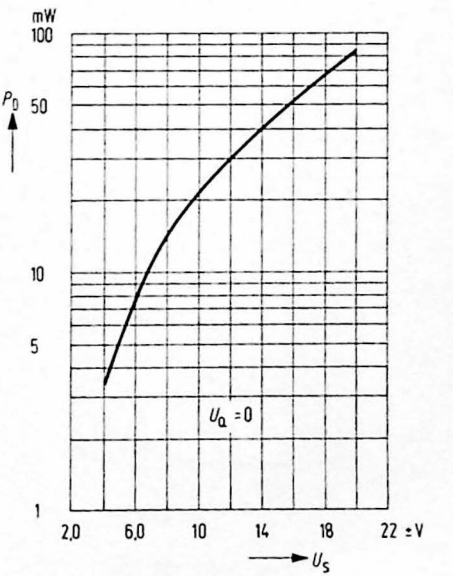
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$



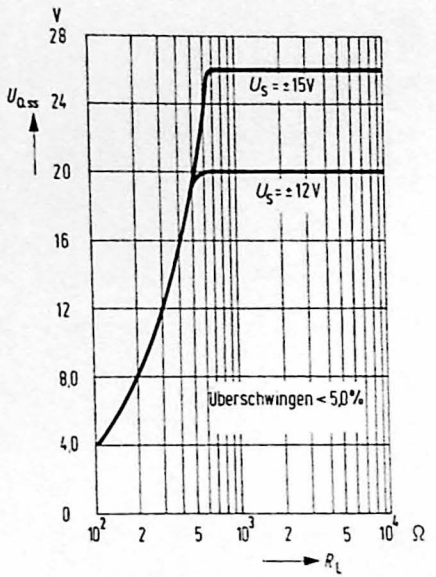
Leistungsbandbreite $U_{Qss} = f(f)$

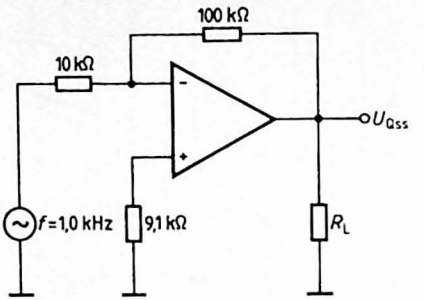


Verlustleistung $P_D = f(U_S)$

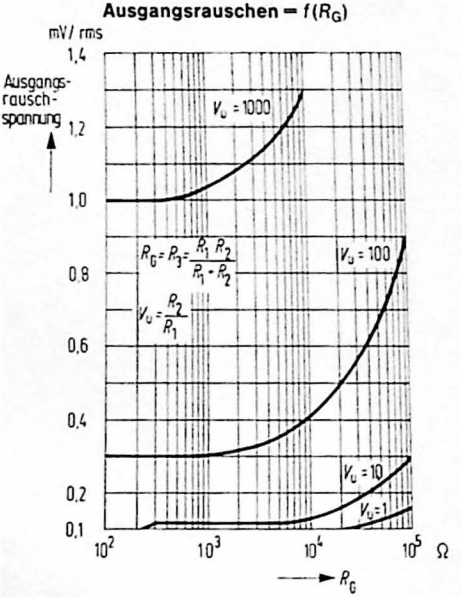


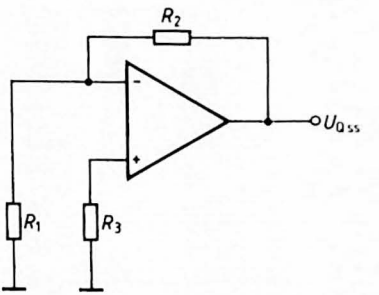
Ausgangsspannung $U_{Qss} = f(R_L)$





Ausgangsrauschen $= f(R_G)$





Weitere Kurven siehe TBA 221

Vierfachoperationsverstärker

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TAA 4762 A	Q67000-A2502	DIP 14	10
TAA 4765 A	Q67000-A1033		

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

Neben hoher Verstärkung, großem Eingangswiderstand, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Weitgehende Sicherheit gegen Zerstörung
- Großen Ausgangsstrom
- Große Aussteuerbarkeit
- Keine Frequenzkompensation
- Großen Temperaturbereich (TAA 4762 A)

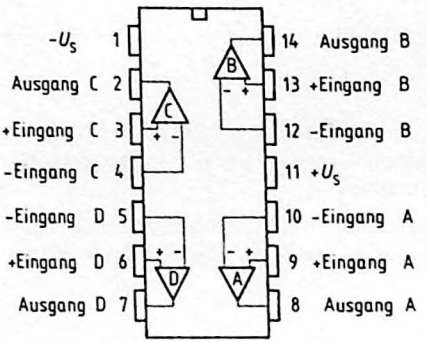
Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 15	V
Aussgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

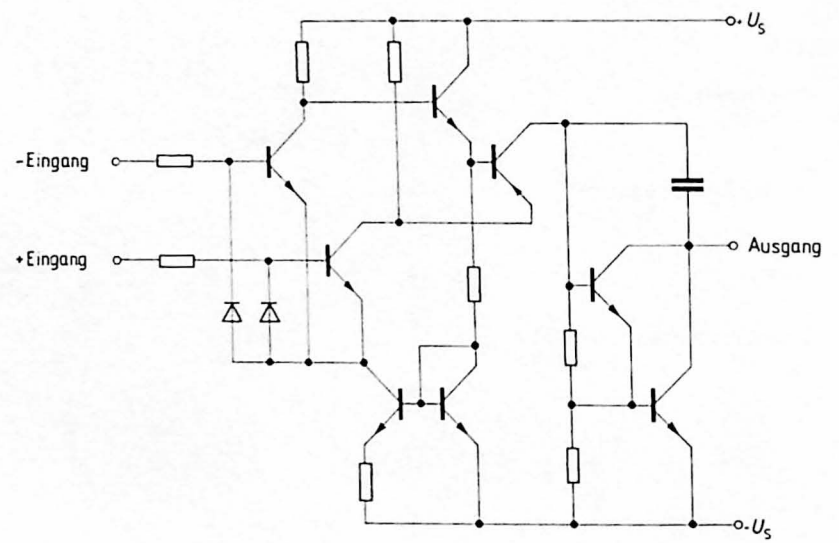
Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb: TAA 4762 A	T_U	−55 bis 125	°C
TAA 4765 A	T_U	−25 bis 85	°C

Anschlußanordnung



Schaltung eines Operationsverstärkers



Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25°C$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−100	±50	100	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	µA
Ausgangsspannung ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	15	87		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}		92				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13	±13,5	−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Speisespannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{II0}		0,3	1,5		1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405, auf Eingang bezogen $R_S = 2{,}5\ \Omega$)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−70		70	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,5		0,8	µA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−200	±80	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8		1,0	µA
Ausgangsspannung							
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	80	85		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}		90				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13	±13,5	−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6				µV/K
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{II0}		0,3				nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405, auf Eingang bezogen $R_S = 2{,}5\ \Omega$)	U_{IR}		3				µV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−150		150	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,6		0,8	µA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	75			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Bipolare Schaltung

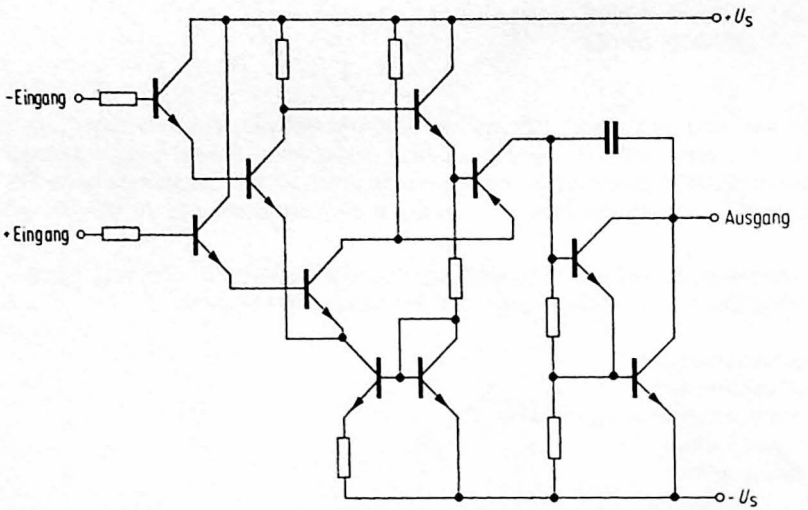
Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TBC 4332 A	Q67000-A2503	DIP 14	10
TBE 4335 A	Q67000-A1167		

Ein wirtschaftlicher und vielseitiger Operationsverstärker, der sich aufgrund seiner guten Eigenchaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignet, wie z. B. Meß- und Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom des Verstärkers von Bedeutung.

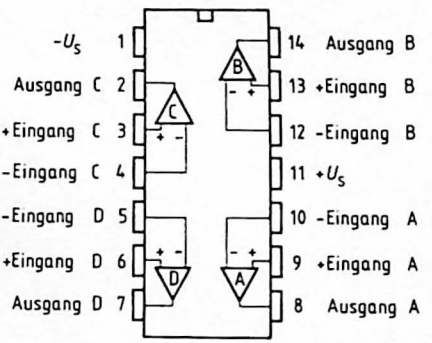
Neben hoher Verstärkung, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnet sich der Verstärker besonders aus durch:

- Hohen Eingangswiderstand
- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großen Ausgangsstrom
- Großen Temperaturbereich (TBC 4332 A)

Schaltung eines Operationsverstärkers



Anschlußanordnung



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	±15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 13$ bis ± 15 V	U_{ID}	±13	V
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 2$ bis ± 13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ kΩ)	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Ausgangsspannung ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
($R_L = 620$ Ω, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	85	87		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}		92				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ) (Komparatorbetrieb)	U_{IC}	$+U_S$		$-U_S+2{,}0$	$+U_S$	$-U_S+3$	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Speisespannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} (R_G=50 Ω)	α_{UI0}		12	50		50	µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} (R_G=50 Ω)	α_{II0}		50				pA/K
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs

Kenndaten

$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	80			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	±15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: U_S = ±13 bis ±15 V	U_{ID}	±13	V
Differenzeingangsspannung: U_S = ± 2 bis ±13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

U_S = ±5 V bis ±15 V

		T_U = 25 °C			T_U = −25 bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung (R_G = 50 kΩ)	U_{I0}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Ausgangsspannung							
(R_L = 2 kΩ, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−14	14,8	−14	V
(R_L = 620 Ω, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−12,5	14,8	−12	V
Eingangsimpedanz (f = 1 kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
(R_L = 2 kΩ, f = 100 Hz)	V_{U0}	80	85		80		dB
(R_L = 10 kΩ, f = 100 Hz)	V_{U0}		90				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich (R_L = 2 kΩ) (Komparatorbetrieb)	U_{IC}	$+U_S$−0,5		$-U_S$+2,0	$+U_S$−0,8	$-U_S$+3	V
Gleichtaktunterdrückung (R_L = 2 kΩ)	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungsunterdrückung (V_U = 100)	k_{SVR}		25	100	100		µV/V
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} (R_G=50 Ω)	α_{UI0}		12				µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} R_G=50 k)	α_{II0}						pA/K
Ausgangssättigungsspannung (I_O = 10 mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µS
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/µs

Kenndaten

U_S = ±2 V

Eingangsnullspannung	U_{I0}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Leerlaufspannungsverstärkung (R_L = 2 kΩ, f = 100 Hz)	V_{U0}	75			75		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TAE 4453 A	Q67000-A2109	DIP 14	10
TAE 4453 G	Q67000-A2152	SO-14	30
TAF 4453 A	Q67000-A2212	DIP-14	10
TAF 4453 G	Q67000-A2213	SO-14	30

Der TAE 4453/TAF 4453 besteht aus vier unabhängigen frequenzkompensierten Operationsverstärkern mit je einer PNP Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht. Der Baustein eignet sich in besonderer Weise für Anwendungen, die durch folgende Merkmale gekennzeichnet sind:

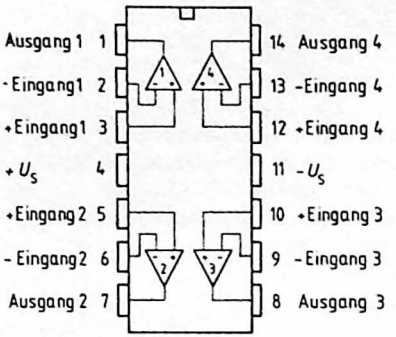
- Betrieb bei sehr kleinen Betriebsspannungen 2 V (1,8 V)
- Direktes Treiben von Lasten bis zu 70 mA
- Direkte Ansteuerbarkeit von TTL-Lasten
- Pegelumsetzung zu allen Logikfamilien
- Großsignalaussteuerung
- Nullspannungskomparatoren $U_I = 0$ V bzw. $-U_S$
- Weitgehende Unempfindlichkeit gegenüber Überspannungsspitzen an den Eingängen (bis zu 40 V)

Besondere elektrische Merkmale:

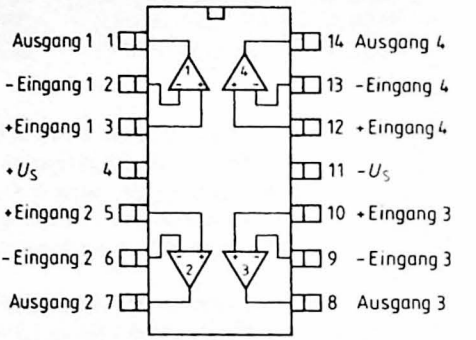
- 2 V (1,8 V) bis 36 V Versorgungsspannungsbereich
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 1,6 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Sehr hoher Gleichtaktbereich, bis 3,0 V unter der negativen Versorgungsspannung
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Sehr kleiner Eingangsstrom
- Sehr kleine Eingangsnullspannungen
- Betriebstemperaturbereich des TAE 4453 A −25 bis 85 °C
  TAF 4453 A −55 bis 125 °C

Anschlußanordnung

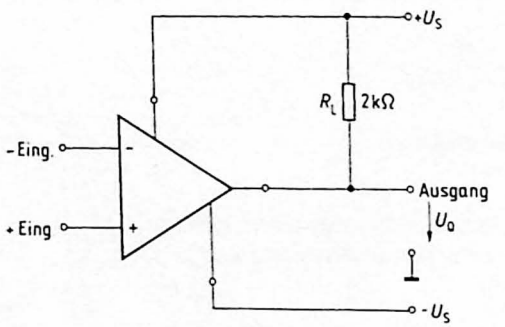
TAE 4453 A, TAF 4453 A



TAE 4453 G, TAF 4453 G

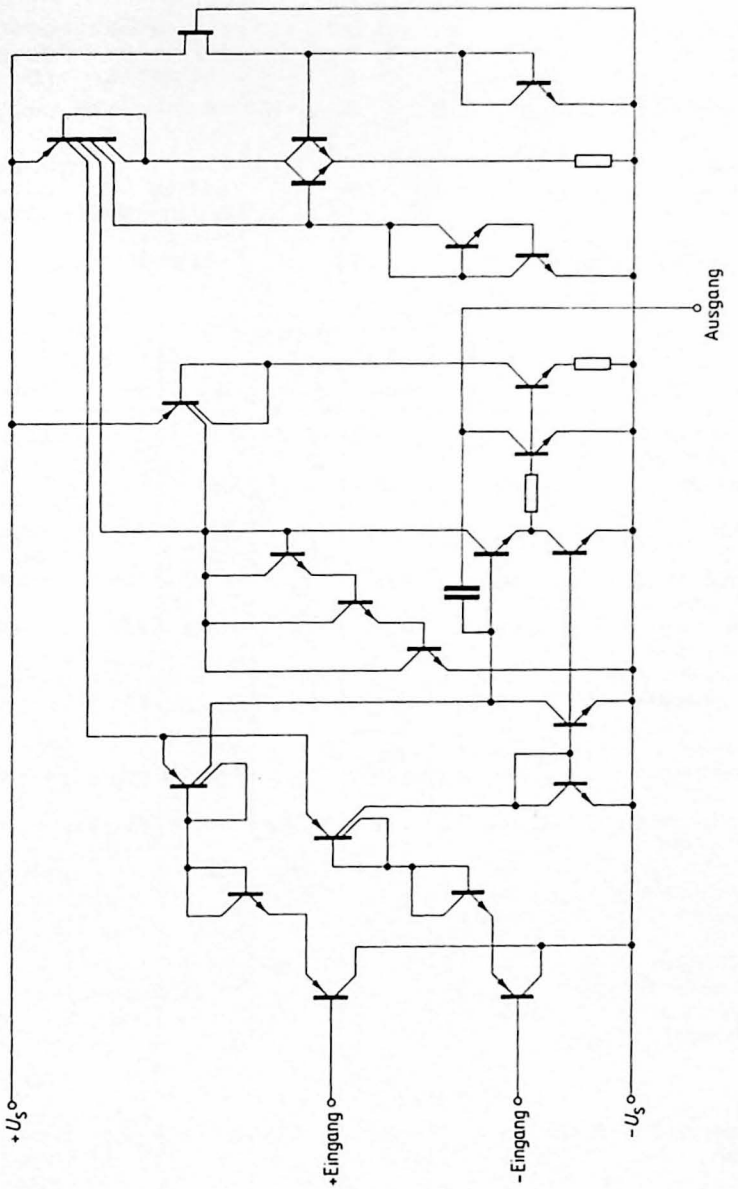


Anschlußschema



R_L = Lastwiderstand

Schaltung



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	±18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±1,0 bis 18 (±0,9 bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten
$U_S = \pm 5$ V bis ±15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme (Ausgänge im H-Zustand)	I_S		1,6	3,0		3,6	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			75		100	nA
Eingangsstrom	I_I		40	150		200	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,7	14,8	−14,7	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,5	14,8	−14,4	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ)	U_{IC}	$-U_S$–0,2		$+U_S$–1,8	$-U_S$	$+U_S$–2,0	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient von I_{I0}	α_{II0}		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6				µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs

Kenndaten
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			75		100	nA
Eingangsstrom	I_I		40	150		200	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	70			70		dB

*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 1,0 bis ± 18 (± 0,9 bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme (Ausgänge im H-Zustand)	I_S		1,6	3,0		3,6	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			50		75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,7	14,8	−14,7	V
Aussteuerbarkeit ($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,5	14,8	−14,4	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ)	U_{IC}	$-U_S$−0,3		$+U_S$−1,5	$-U_S$	$+U_S$−1,8	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	µV/V
Temperaturkoeffizient von I_{I0}	α_{II0}		0,1	0,8		0,8	nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{UI0}		6	25		25	µV/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/µs

Kenndaten

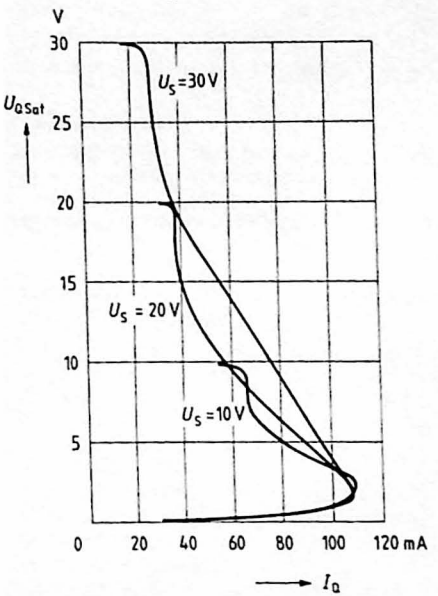
$U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}			50		75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ)	V_{U0}	75			70		dB

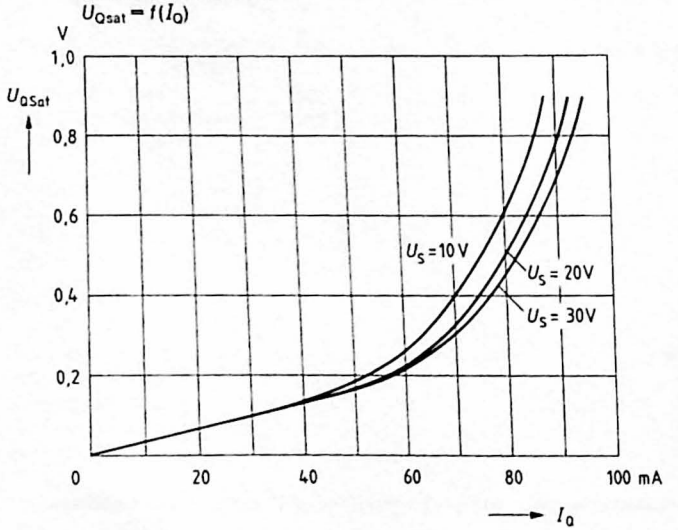
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben.**

Typische Kennlinien elektrischer Parameter

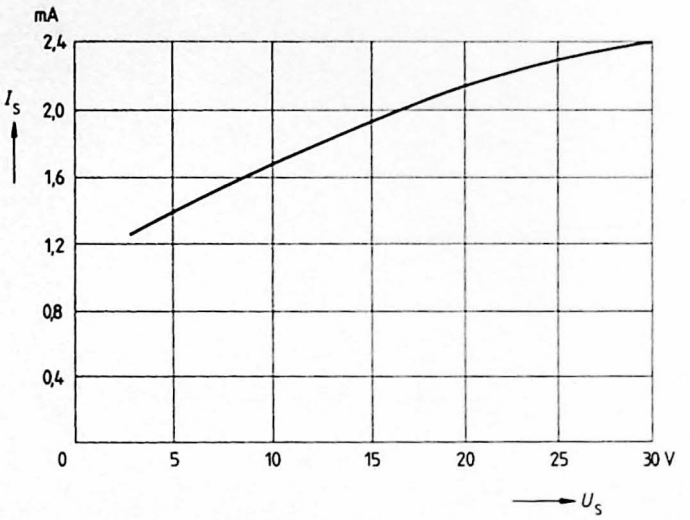
Lastkennlinien
$U_{Qsat} = f(I_Q)$



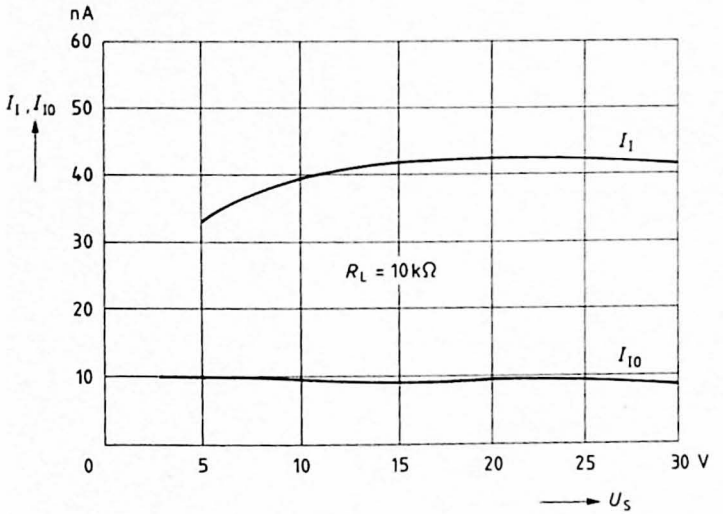
Sättigungsspannung
$U_{Qsat} = f(I_Q)$



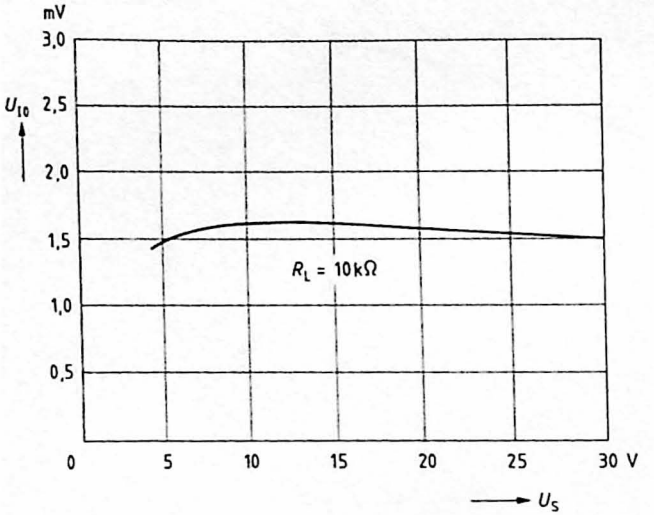
Speisestrom
$I_S = f(U_S)$



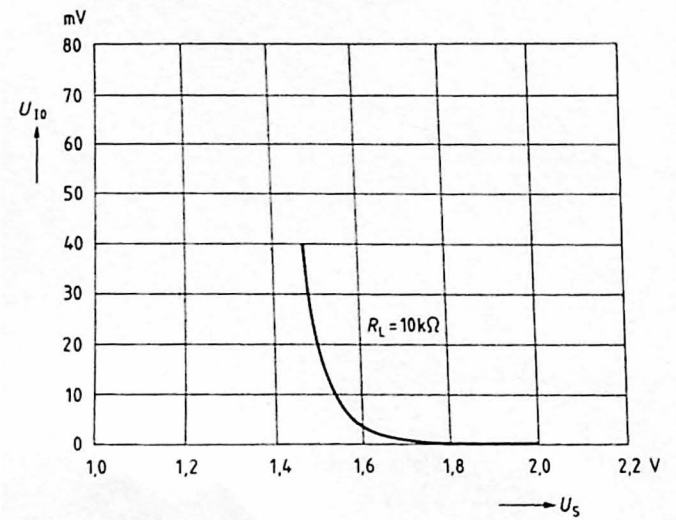
Eingangsstrom und Eingangsnullstrom
$I_I, I_{IO} = f(U_S)$



Eingangsnullspannung
$U_{IO} = f(U_S)$



Verlauf von U_{IO} bei niedrigen Betriebsspannungen
$U_{IO} = f(U_S)$



Leistungsoperationsverstärker

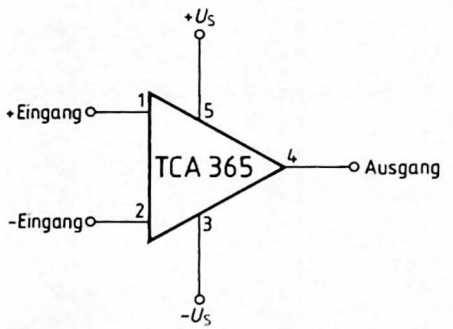
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild-Nr.
TCA 365	Q67000-A1875	Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnlich TO-220	5
TCA 365 H	Q67000-A2145	Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnlich TO-220	4

Der TCA 365 ist ein Leistungs-OP im Gehäuse ähnlich TO-220. Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 3,0 A bei max. Versorgungsspannung von ±18 V. Die IC ist gegen thermische Überlastung geschützt.

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 3,0 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 36 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit 5 V/µs
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung

Anschlußanordnung



Anschluß 3 elektrisch mit Kühllasche verbunden

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	±18	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	3,0	A
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Verlustleistung (bei $T_G = 90$ °C)	P_{tot}	15	W
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	$R_{th\,SG}$	5	K/W

Funktionsbereich

Betriebsspannung	U_S	±4 bis ±18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C
Spannungsverstärkung	$V_{U\,min}$	20	dB

Kenndaten

$U_S = \pm 15$ V, $T_G = 25$ °C

		Meßschaltung	min	typ	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		20	40	mA
Eingangsnullspannung	U_{IO}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{IO}	3	−100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,2	1	µA
Ausgangsspannung $R_L = 13\ \Omega$	U_{Qss}	4	±12,5	±13		V
$R_L = 4{,}7\ \Omega$			±11,7	±12		V
Ausgangsspannung ($R_L = 470\ \Omega$, $f = 100$ kHz, $V_U = 30$ dB)	U_{Qss}	4		±10		V
Eingangswiderstand ($f = 1$ kHz)	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 8{,}2\ \Omega$, $f = 100$ Hz)	V_{U0}	5	80	90		dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+13,4/−15	+13,5/−15,1		V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	6	75	83		dB
Betriebsspannungsunterdrückung	k_{SVR}	7	70	80		dB
Temperaturkoeffizient d. U_{IO} $-25 \le T_G \le 85$ °C	α_{UIO}	2		50		µV/K
Temperaturkoeffizient d. I_{IO} $-25 \le T_G \le 85$ °C	α_{IIO}	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im nicht invertierenden Betrieb*)	S	8		5		V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q im invertierenden Betrieb*)	S	9		5,5		V/µs
Fremdspannung auf den Eingang bezogen	U_N	1		3		µV

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Meßschaltungen

Abb. 1 Leerlaufstromaufnahme, Fremdspannung

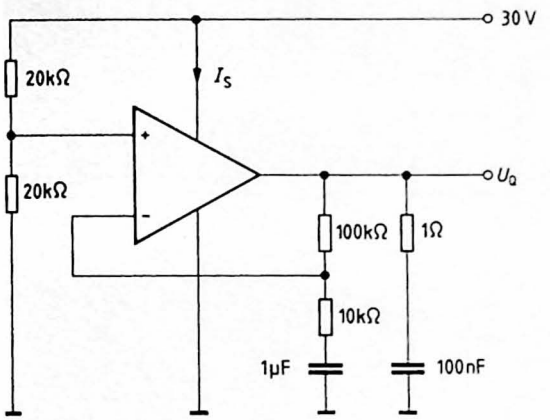


Abb. 2 Eingangsnullspannung *TK* der U_{IO}

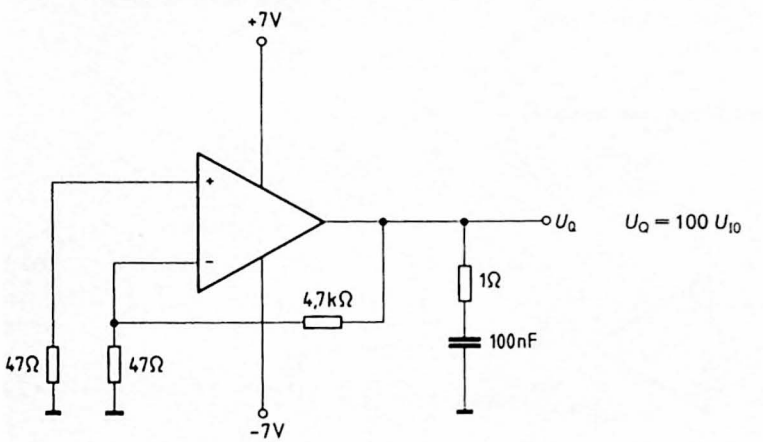
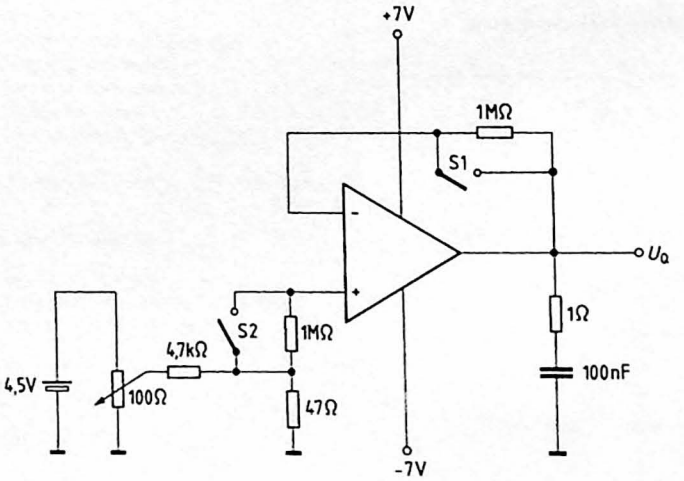


Abb. 3 Eingangsnullstrom; Eingangsstrom, *TK* des I_{IO}



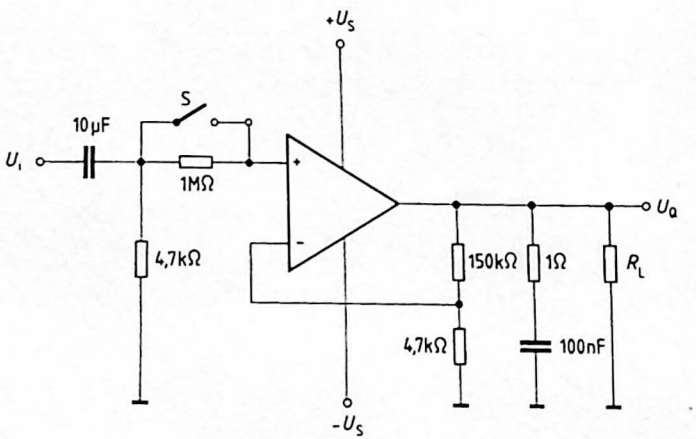
S1 offen – S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S2 offen – S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 offen – S2 geschlossen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

Abb. 4 Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{Qss}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

Abb. 5 Leerlaufspannungsverstärkung

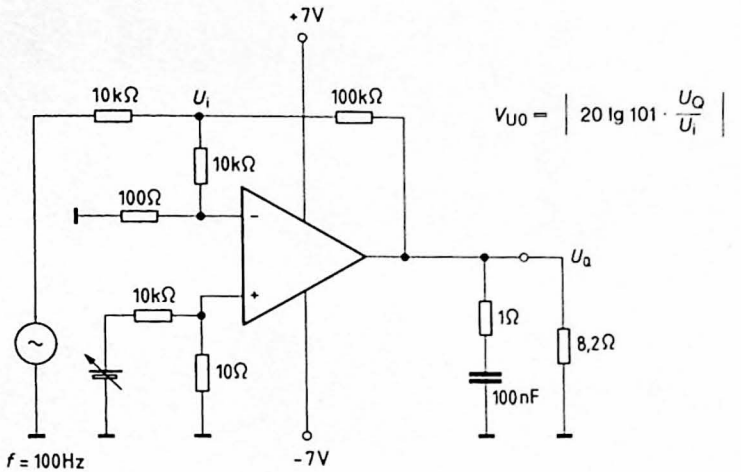


Abb. 6 Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{U0} (dB) − V_{UC} (dB)

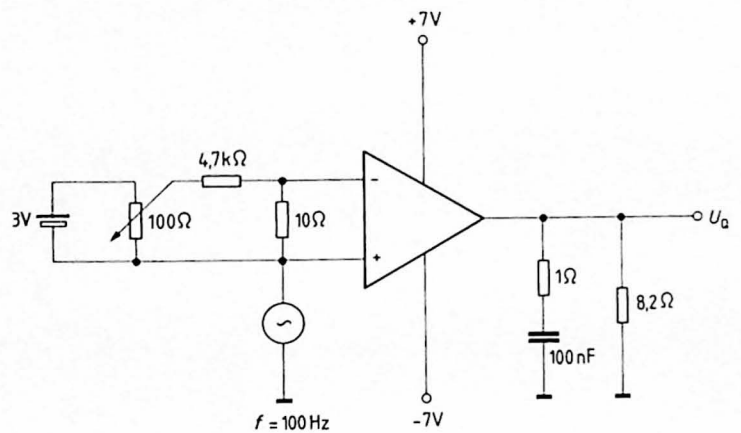
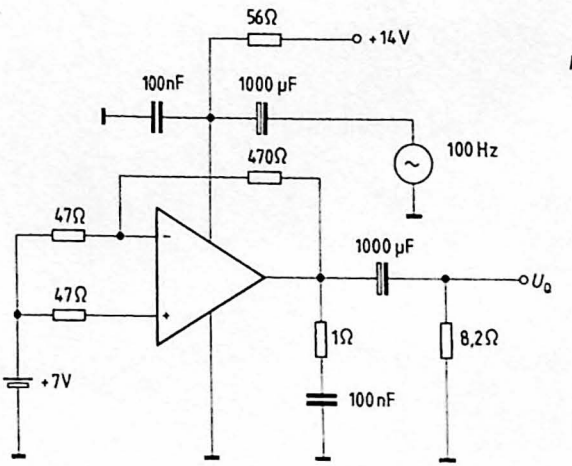


Abb. 7 Betriebsspannungsunterdrückung



$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_Q}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

Abb. 8 Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

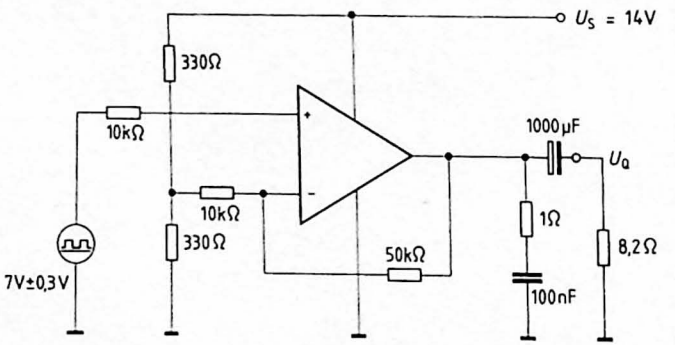
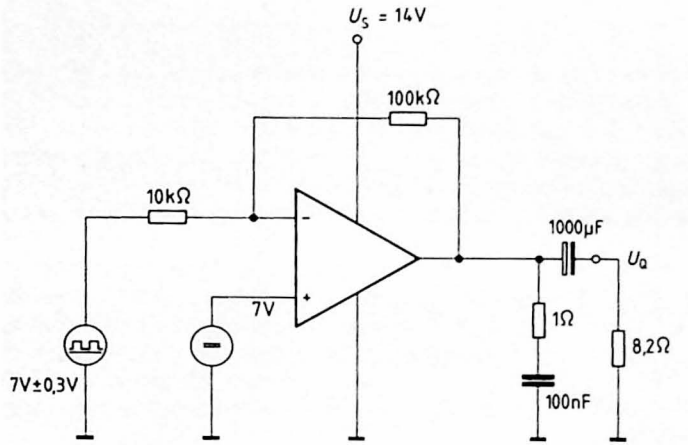
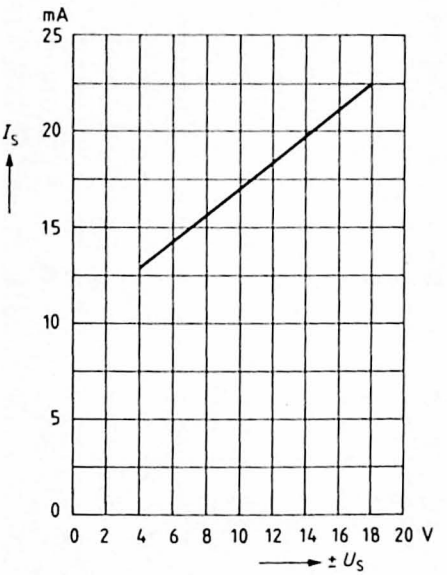


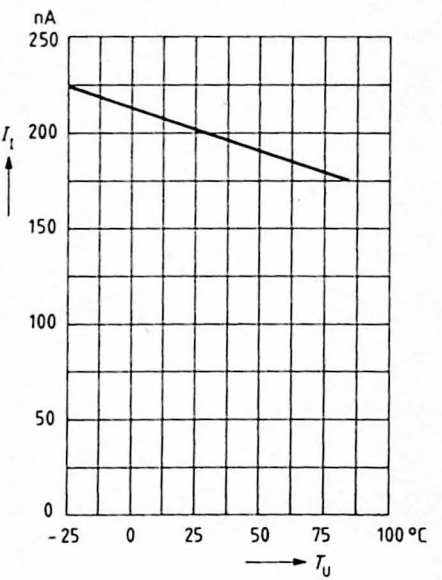
Abb. 9 Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



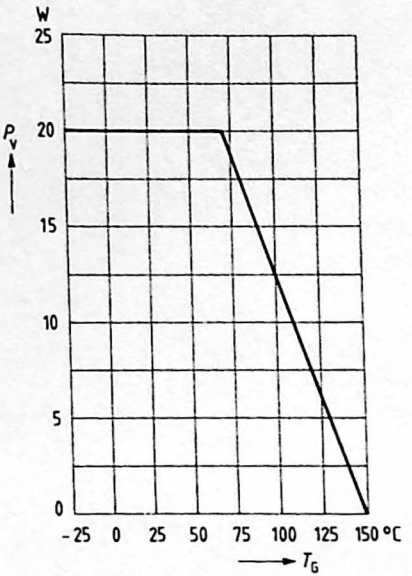
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



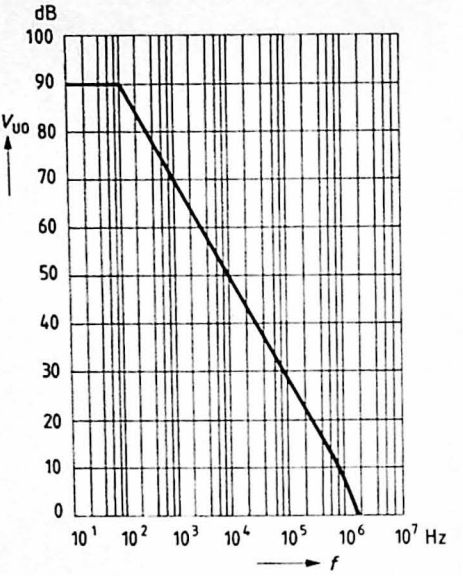
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$



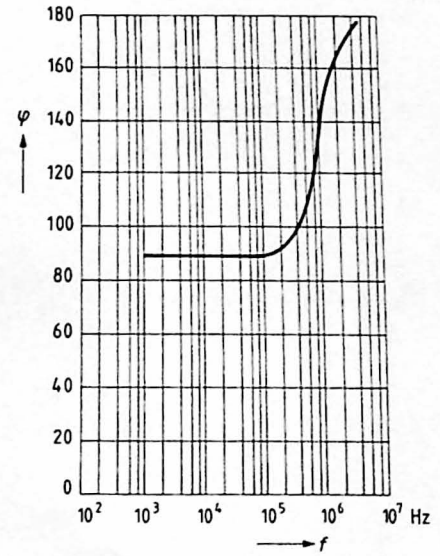
Max. zul. Verlustleistung $P_V = f(T_G)$



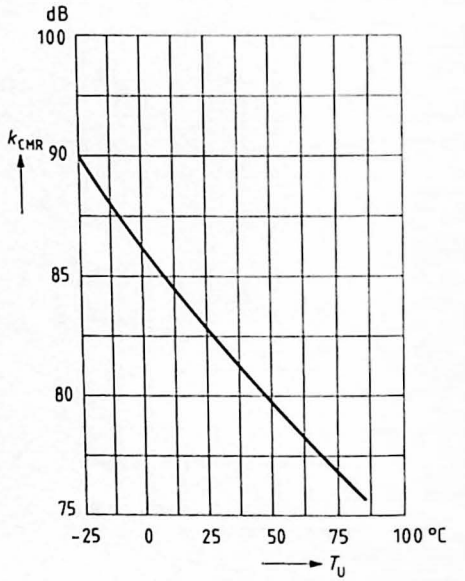
Leerlaufverstärkung $V_{UO} = f(f)$



Phasenlage $\varphi = f(f)$



Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_U)$



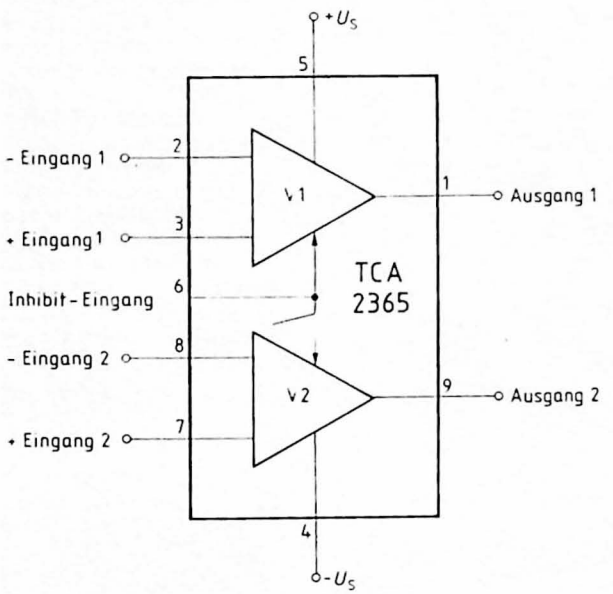
Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TCA 2365	Q67000-A1876	SIP 9	24

Der TCA 2365 ist ein Doppel-Leistungsoperationsverstärker im SIP 9 Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen ± 4 V und ± 13 V liefern. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker gemeinsam abgeschaltet werden (Tristate; $Z_O \approx 4$ kΩ). Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen $+U_S$ und $-U_S$ kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltungen.

- Hoher Ausgangsstrom von 2 mal 2,5 A
- Weiter Betriebsspannungsbereich 8 V bis 26 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit 4 V/µs
- Ausgänge voll geschützt (DC kurzschlußfest)
- Thermischer Überlastungsschutz
- Ausgänge „tristatefähig" durch Inhibit-Eingang

Anschlußanordnung



Anschluß 4 elektrisch mit der Kühllasche verbunden

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	±15	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Ausgangsspannung	U_Q	$-U_S-1$ bis $+U_S+1$	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	±2,5	A
Speisestrom	I_S	5,5	A
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Verlustleistung bei $T_G = 90$ °C	P_{tot}	10,0	W
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	R_{thSU}	65	K/W
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	R_{thSG}	6	K/W

Funktionsbereich

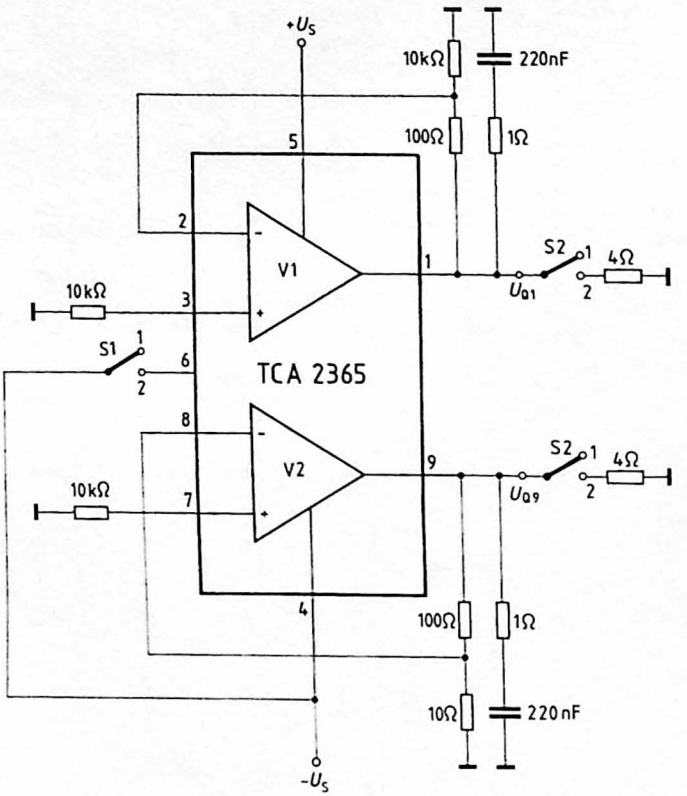
Speisespannung	U_S	±4 bis ±13	V
Gehäusetemperatur im Betrieb ($P_{tot} = 10{,}0$ W)	T_G	−25 bis 85	°C
Spannungsverstärkung	$V_{U\,min}$	10	dB

Kenndaten $U_S = \pm 10$ V; $T_G = 25$ °C		Meßschaltung	min	typ		max
Leerlaufstromaufnahme						
S1 in Stellung 1	I_S	1		30	50	mA
S1 in Stellung 2	I_{SM}	1		5	8	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	−10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	−100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,25	1	µA
Ausgangsspannung						
($R_L = 12\ \Omega$; $f = 1$ kHz)	U_{Qss}	4	±8,5	±9,0		V
($R_L = 4\ \Omega$; $f = 1$ kHz)	U_{Qss}	4	±8,0	±8,5		V
($R_L = 470\ \Omega$; $f = 50$ kHz)	U_{Qss}	4		±6,0		V
Eingangswiderstand ($f = 1$ kHz)	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100$ Hz)	V_{U0}	5	70	80		dB
Spannungsverstärkung	V_U	8	10			dB
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+7/−10	+7,5/−10,5		V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	6	70	80		dB
Speisespannungsunterdrückung	k_{SVR}	7	70	80		dB
Temperaturkoeffizient der U_{I0} für $-25\,°C \leq, T_G \leq +85\,°C$	α_{UI0}	2		50		µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0} für $-25\,°C \leq T_G \leq +85\,°C$	α_{II0}	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*)	S	8		4		V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invertierten Betrieb*)	S	9		4		V/µs
Fremdspannung auf den Eingang bezogen	U_N	1		3		µV
Inhibit-Eingang (auf $-U_S$ bezogen)						
U_6 für IC ausgeschaltet	U_{6A}	1	0		1,0	V
U_6 für IC ausgeschaltet	U_{6E}	1	3,0		$+U_S$	V
Einschaltzeit $\lvert I_{1,9}\rvert > 1$ A (bezüglich $U_{6A/E}$)	t_{dE}	1		2	5	µs
Ausschaltzeit $\lvert I_{1,9}\rvert < 1$ A (S2 und S3 in Stellung 2)	t_{dA}	1		15	30	µs

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Meßschaltungen

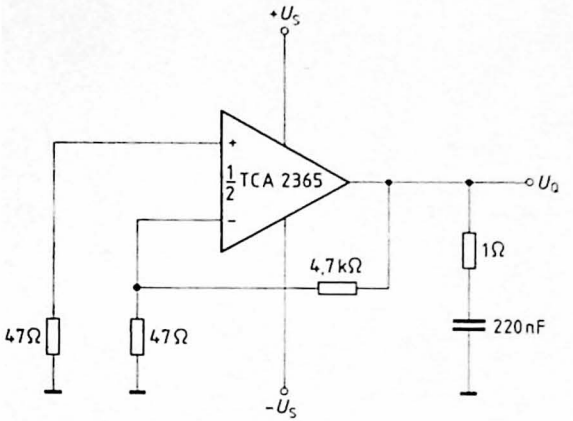
Abb. 1 Leerlaufstromaufnahme, Fremdspannung, Abschaltspannung



Schalter wie gezeichnet wenn nicht anders angegeben

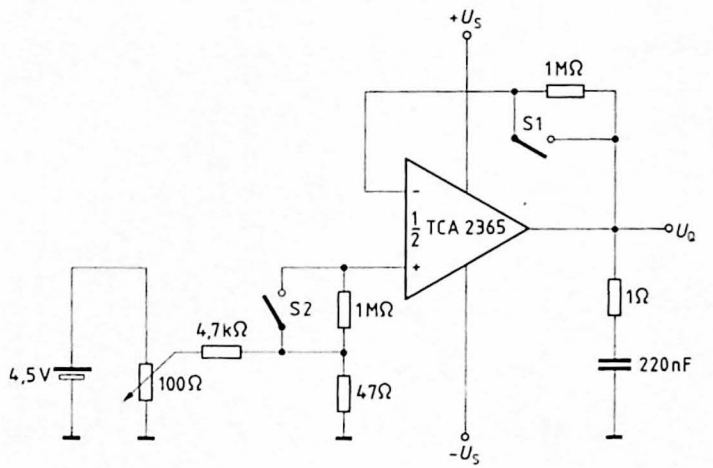
Meßschaltungen

Abb. 2 Eingangsnullspannung, *TK* der U_{IO}



$U_Q = 100 \times U_{IO}$

Abb. 3 Eingangsnullstrom; Eingangsstrom, *TK* des I_{IO}



S1 offen – S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

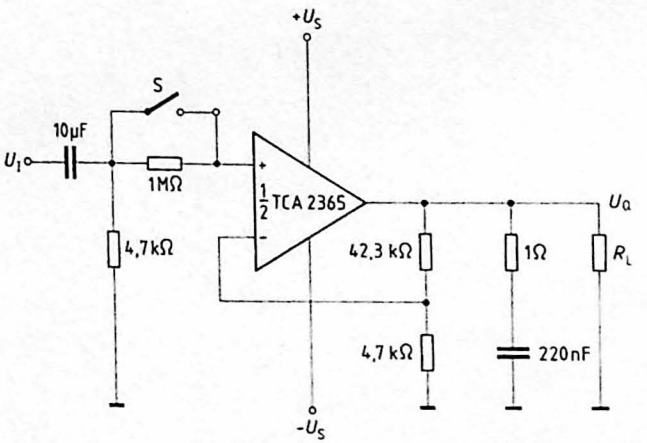
S2 offen – S1 geschlossen: $I_{I+} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 offen – S2 geschlossen: $I_{IO} = \frac{U_Q}{1\,M\Omega}$

S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

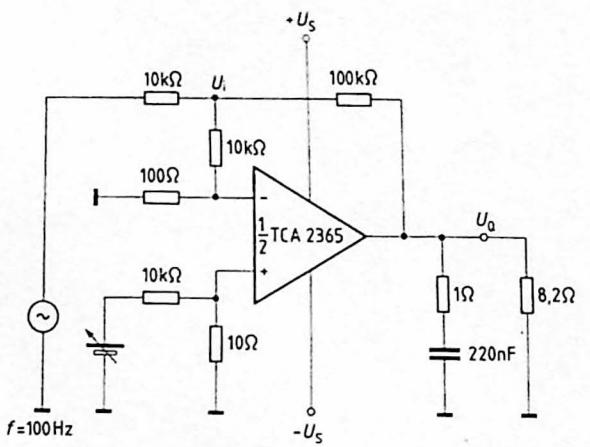
Meßschaltungen

Abb. 4 Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{Qss}
S offen/geschlossen: Messung von R_I

Abb. 5 Leerlaufspannungsverstärkung



$$V_{U0} = \left| 20 \times \lg 101 \frac{U_Q}{U_i} \right|$$

Meßschaltungen

Abb. 6 **Gleichtaktverstärkung** V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{U0} (dB) − V_{UC} (dB)

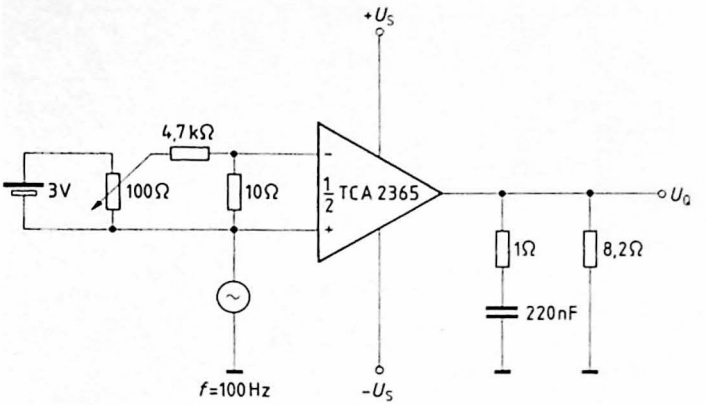
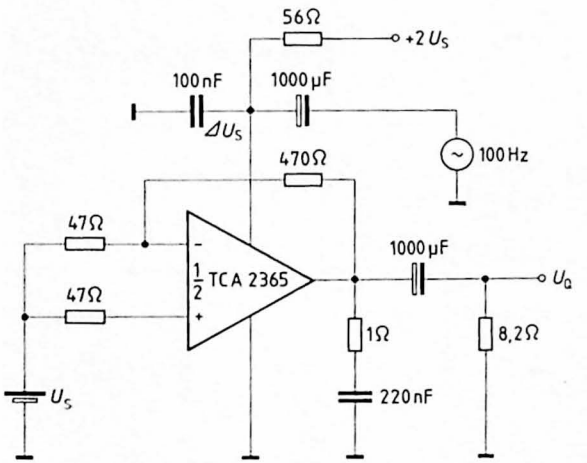


Abb. 7 **Speisespannungsunterdrückung**



$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_Q}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

Meßschaltungen

Abb. 8 Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

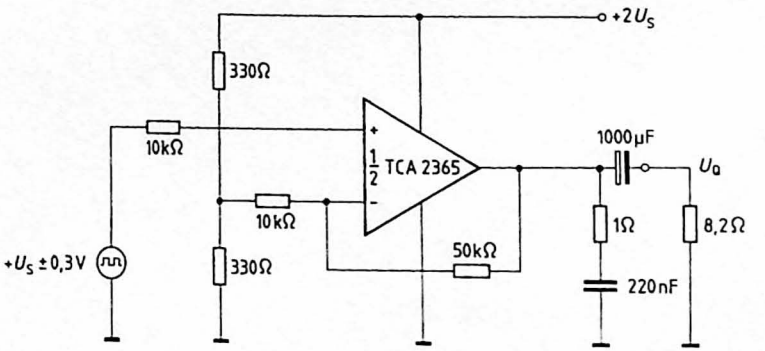
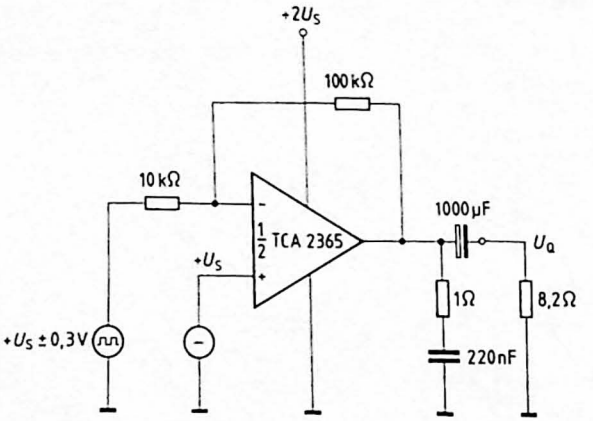
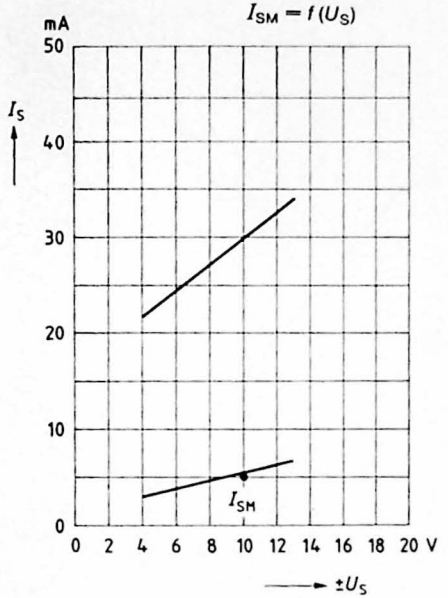


Abb. 9 Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb

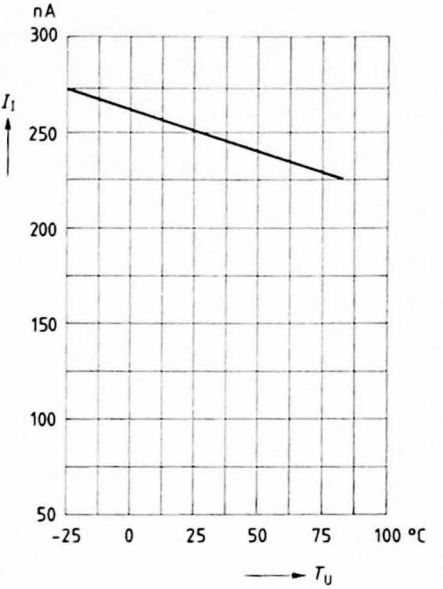


Kennlinien:

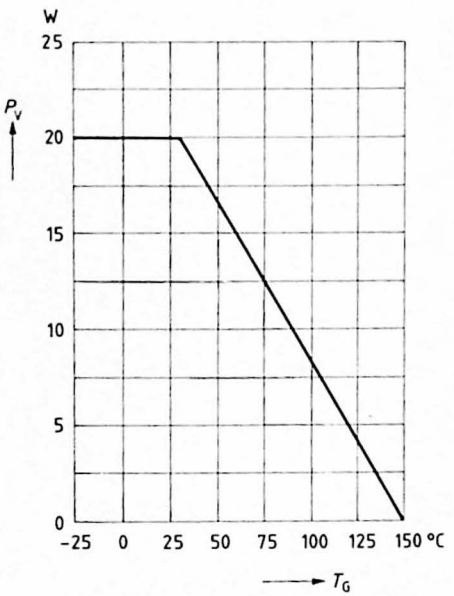
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
$I_{SM} = f(U_S)$



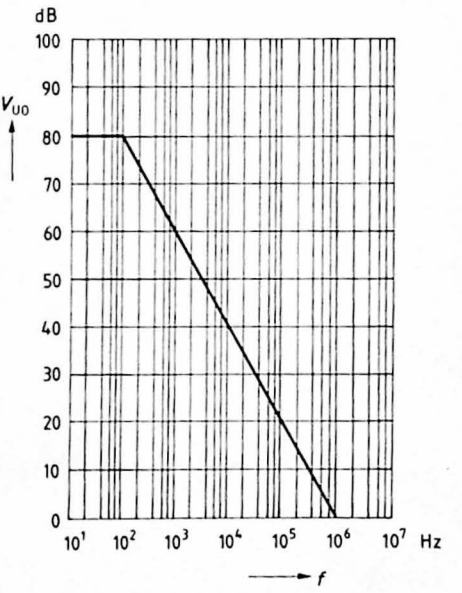
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$



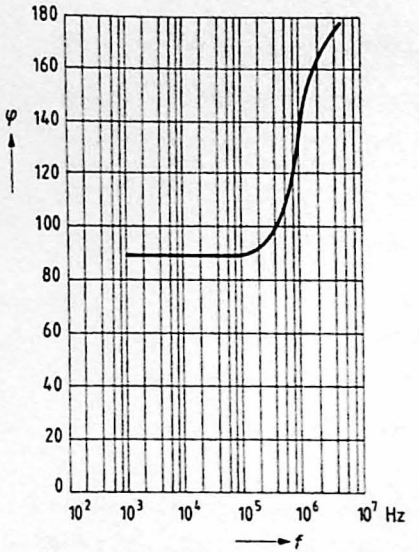
Max. zul. Verlustleistung $P_V = f(T_G)$



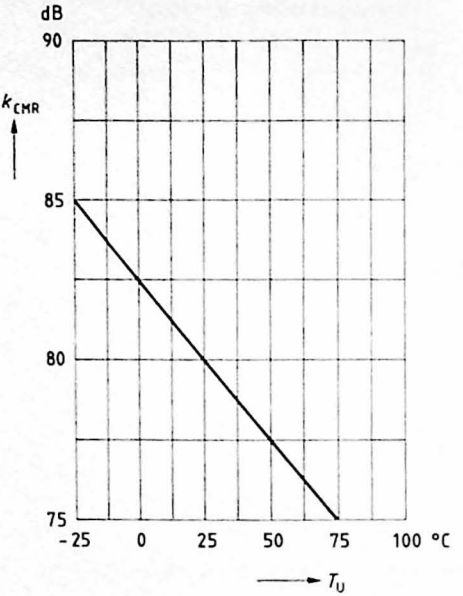
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$



Phasengang $\varphi = f(f)$



Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_U)$



Komparatoren, Schwellenwertschalter

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TCA 105	Q67000-A527	DIP 6		8
TCA 105 B	Q67000-A587			
TCA 105 G*)	Q67000-A988-G 1	ähnl. SO-6	orange/weiß	28

*) W-Ausführung auf Anfrage

Der TCA 105 enthält eine Oszillatorstufe, einen Schwellenwertschalter und 2 antivalente Ausgangsstufen. Der Baustein eignet sich speziell zum Einsatz in Näherungsschaltern, Lichtschranken und anderen kontaktlosen Schalteranwendungen.

- Weiter Betriebsspannungsbereich 4,5 bis 30 V
- Großer Ausgangsstrom 50 mA
- TTL-kompatibel
- Mit Gleichspannungssignal triggerbar

Grenzdaten		**TCA 105; G**	**TCA 105 B**	
Betriebsspannung	U_S	30	20	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4, Anschluß 5)	U_Q	30	20	V
Ausgangsstrom	I_Q	50	50	mA
Schaltfrequenz	f_S	40	40	kHz
Eingangsspannung	U_I	≥0*	≥0*	V
Sperrschichttemperatur	T_j	125	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)				
TCA 105, TCA 105 B	$R_{th\,SU}$	115	115	K/W
TCA 105 G	$R_{th\,SU}$	200	200	K/W
Funktionsbereich				
Betriebsspannung	U_S	4,75 bis 30	4,75 bis 20	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	−25 bis 85	°C
Schwingfrequenz	f_{OSZ}	1 bis 4,5	1 bis 4,5	MHz

* negative Eingangsspannungen sind nicht zulässig

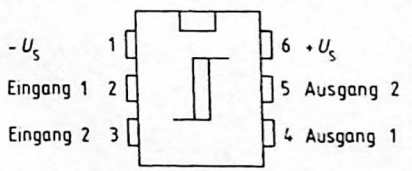
Kenndaten

Messung statisch, Anschluß 3 mit 1 verbunden
$U_S = 12$ V, $T_U = 25$ °C, $R_K = 5{,}6$ kΩ

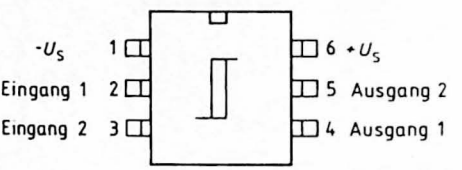
		min	typ	max	
Stromaufnahme	I_S		3,4	5	mA
Einschaltspannung mit Kompensationswiderstand R_K	U_I	300	400	480	mV
Eingangsstromschwellenwert	I_I		−60		µA
Hysterese	U_{Hy}	20	35	50	mV
Restspannung ($I_Q = 16$ mA)	U_{QL}		0,25	0,35	V
Ausgangsspannung	U_{QH}		entspricht U_S		
Sperrstrom $U_S = 30$ V bzw. 20 V	I_{QH}			60	µA
Restspannung ($I_Q = 50$ mA)	U_{QL}		0,7	1,15	V
Umschaltzeit im TTL-Betrieb ($I_Q = 16$ mA)	t		3		µs

Anschlußanordnungen

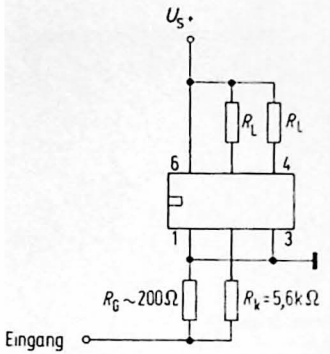
TCA 105, TCA 105 B



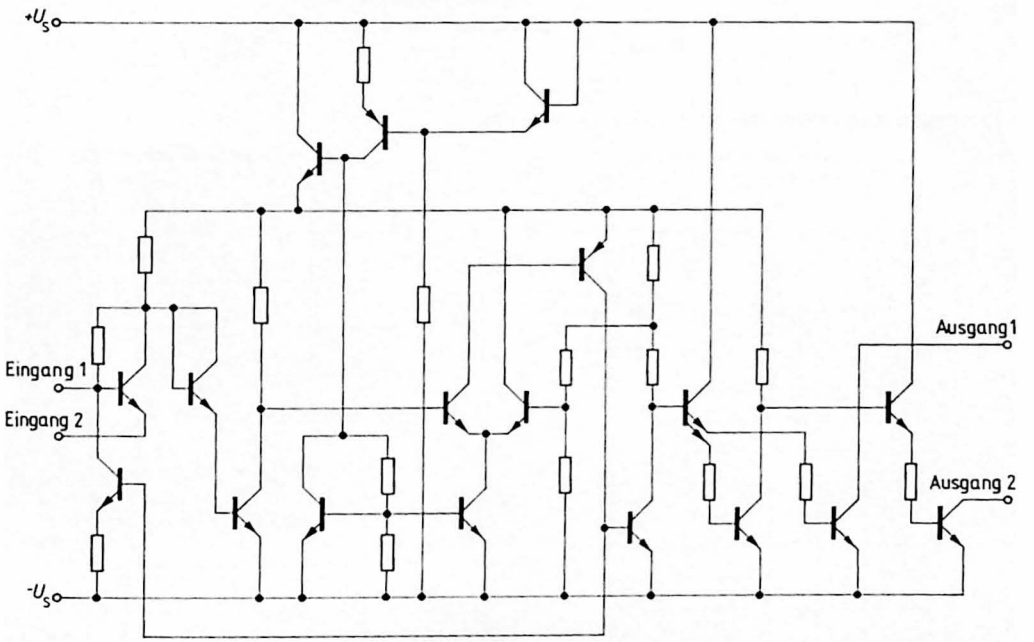
TCA 105 G



Meßschaltung

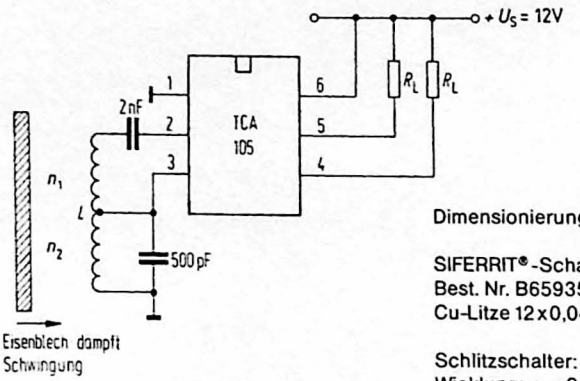


Schaltung



Anwendungsbeispiele für TCA 105

Induktiver Schlitzschalter oder Näherungsschalter



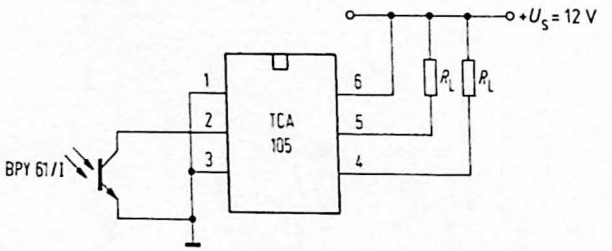
Dimensionierungsrichtwerte:

SIFERRIT®-Schalenkerne, 9 mm Ø
Best. Nr. B65935-A-X25
Cu-Litze 12x0,04 mm

Schlitzschalter:
Wicklung: $n = 2 \times 25$
Schlitzbreite: 2,5 bis 3,5 mm

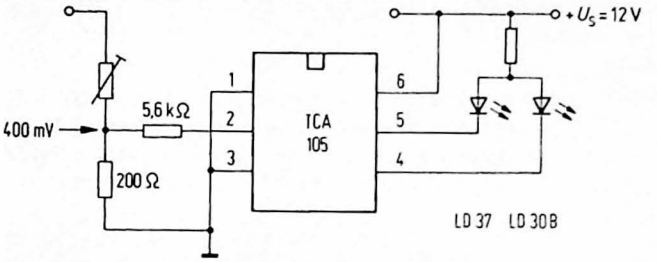
Näherungsschalter:
Wicklung: $n_1 = 8$, $n_2 = 40$
Abstand: 2 bis 3 mm

Lichtregler (Schaltverstärker für Phototransistor BPY 61)

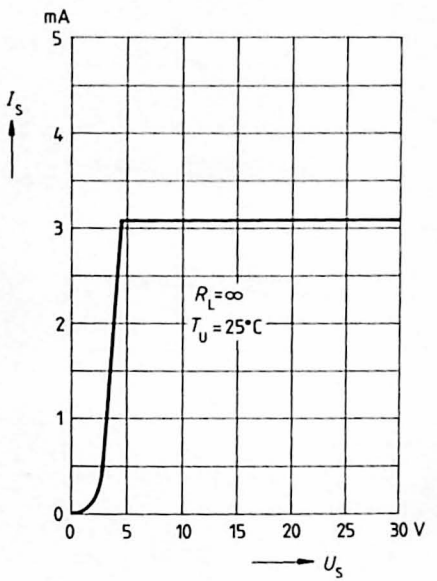


Anwendungsbeispiel für TCA 105

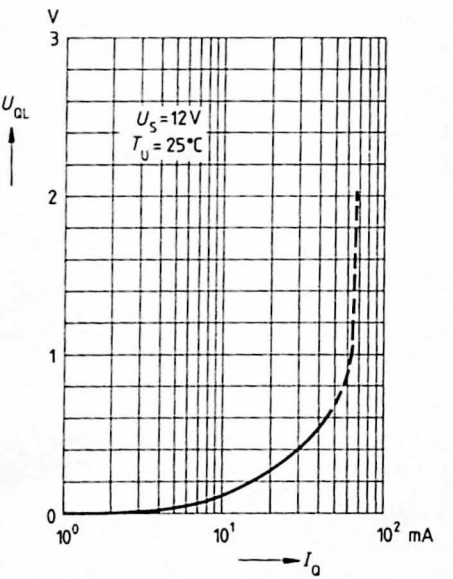
Spannungsüberwachung



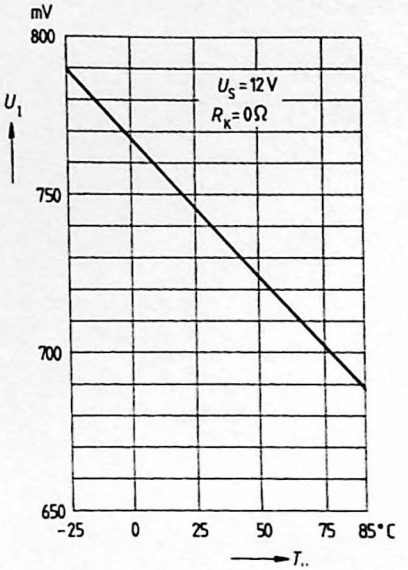
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
$T_U = 25\,°C$; $R_L = \infty$



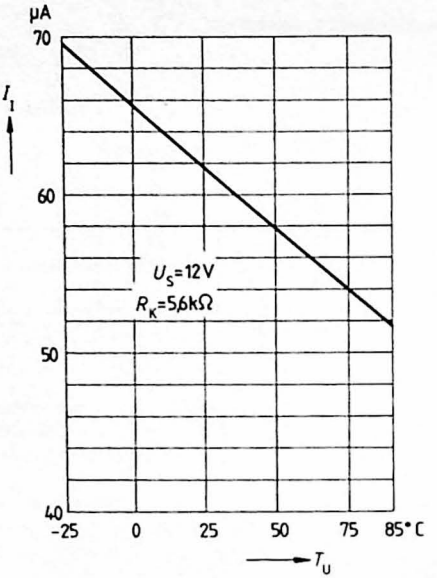
Restspannung $U_{QL} = f(I_Q)$
$T_U = 25\,°C$; $U_S = 12$ V



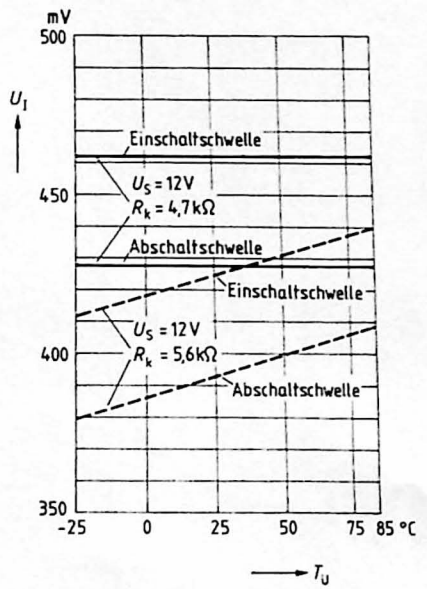
Schaltschwelle $U_I = f(T_U)$
$U_S = 12$ V; $R_K = 0$



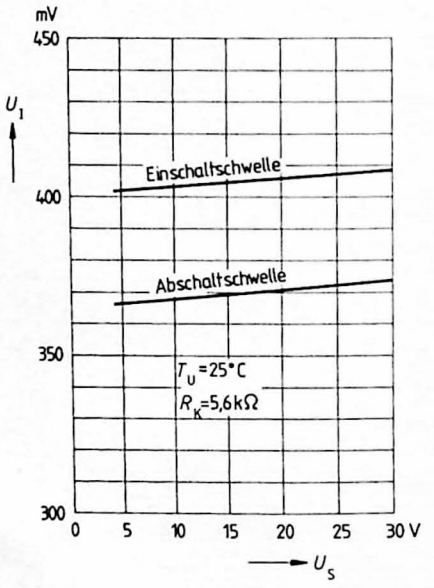
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$U_S = 12$ V; $R_K = 5{,}6$ kΩ



Schaltschwelle $U_I = f(T_U)$



Schaltschwelle $U_I = f(U_S)$
$T_U = 25$ °C; $R_K = 5{,}6$ kΩ



Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel

TCA 312; A; G
TCA 315 A; G

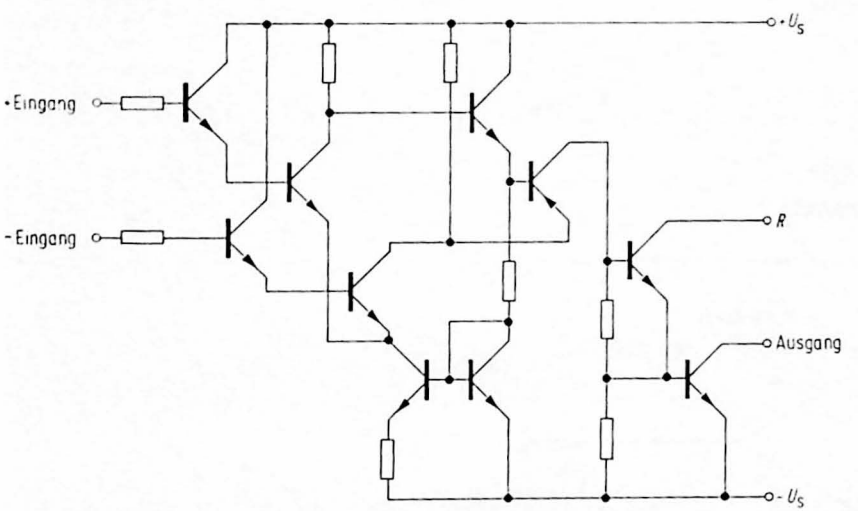
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TCA 312	Q67000-A1004	5 H 6 (ähnl. TO-78)	–	3
TCA 312 A	Q67000-A2048	DIP 6	–	8
TCA 312 G	Q67000-A2509	ähnl. SO-6	rot	28
TCA 315 A	Q67000-A561	DIP 6	–	8
TCA 315 G	Q67000-A1005-G1	ähnl. SO-6	rot/gelb	28

TCA 312 und TCA 315 eignen sich als Schmitt-Trigger und Komparator für die Regeltechnik und Autoelektrik. Der Ausgang ist so ausgelegt, daß TTL-Bausteine direkt angesteuert werden können. Neben hoher Verstärkung, kleiner Nullspannung, gerin er Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

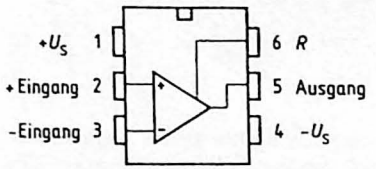
- Sehr großen Eingangswiderstand
- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großen Ausgangsstrom
- Geringe Ausgangsstättigungsspannung
- Großen Temperaturbereich (TCA 312)

Schaltung

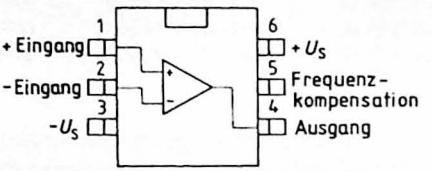


Anschlußanordnungen

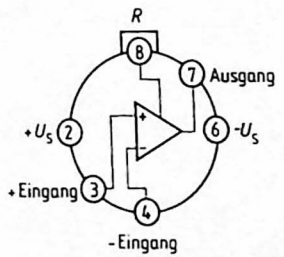
TCA 312 A
TCA 315 A



TCA 312 G
TCA 315 G

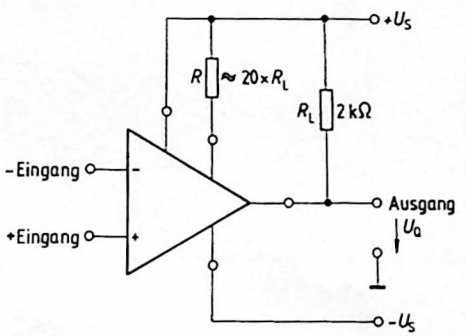


TCA 312



Anschlußschema

R_L = Lastwiderstand



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Treiberstrom		I_{Tr}	10	mA
Differenzeingangsspannung U_S = 13 bis 15 V		U_{ID}	±13	V
Differenzeingangsspannung U_S = 2 bis 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	TCA 312	$R_{th\,SG}$	55	K/W
(System-Umgebung)	TCA 312	$R_{th\,SU}$	165	K/W
	TCA 312 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TCA 312 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R = 6{,}8$ kΩ

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Eingangsstrom ($U_{ID} = \pm 13$ V)	I_I			200			nA
Ausgangsspannung							
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,8	14,8	−14,6	V
($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,0	14,8	−13,5	V
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{Qss}		±10				V

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V $R = 6{,}8$ kΩ		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	80	83		75		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		88				dB
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		60				dB
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13		−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	80		70		dB
Speisespannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	μV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		12	50			μV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{II0}		50				pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_a im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		30				V/μs
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μA

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ							
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−10		10	−15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−5		5	−10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	75			70		dB

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Treiberstrom		I_{Tr}	10	mA
Differenzeingangsspannung U_S = 13 bis 15 V		U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung U_S = 2 bis 13 V		V_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TCA 315 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TCA 315 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

U_S = ± 5 V bis ± 15 V
R = 6,8 kΩ

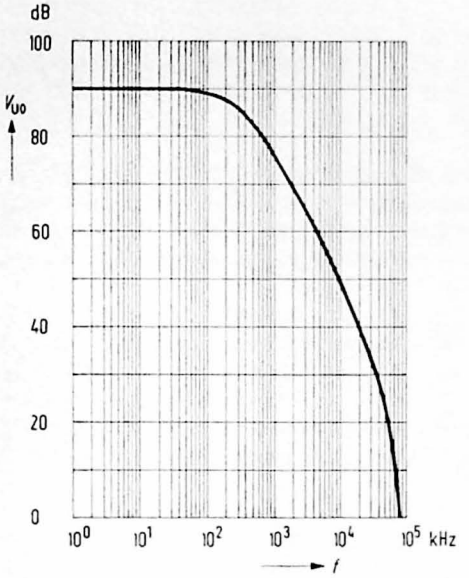
		T_U = 25 °C			T_U = −25 bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung (R_G = 50 Ω)	U_{I0}	−15		15	−18	18	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Eingangsstrom (U_{ID} = ± 13 V)	I_I			200			nA
Ausgangsspannung							
(R_L = 2 kΩ, U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−14,8	14,8	−14,6	V
(R_L = 620 Ω; U_S = ± 15 V)	U_{Qss}	14,9		−14,0	14,8	−13,5	V
(R_L = 2 kΩ, U_S = ± 15 V, f = 100 kHz)	U_{Qss}		± 10				V

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V $R = 6{,}8$ kΩ		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	75	80		75		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		85				dB
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		60				dB
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13		−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	70	78		70		dB
Speisespannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		12	50			µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{II0}		50				pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		30				V/µs
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA

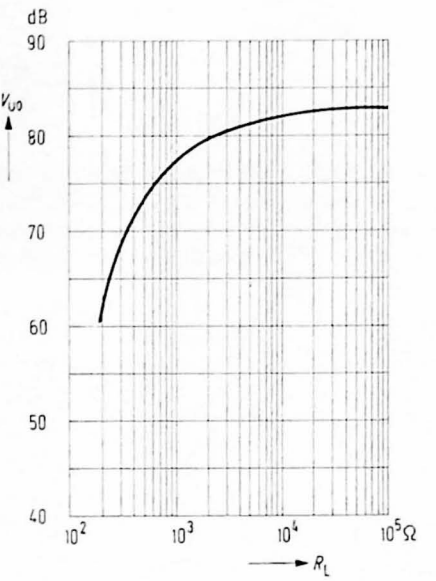
Kenndaten $U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ							
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	−17		17	−20	20	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−10		10	−20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	70			70		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

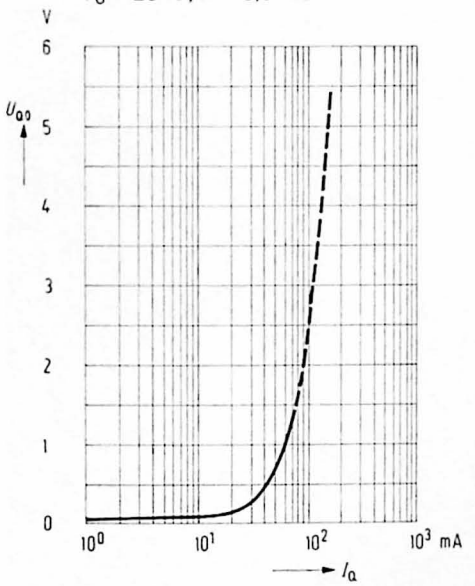
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



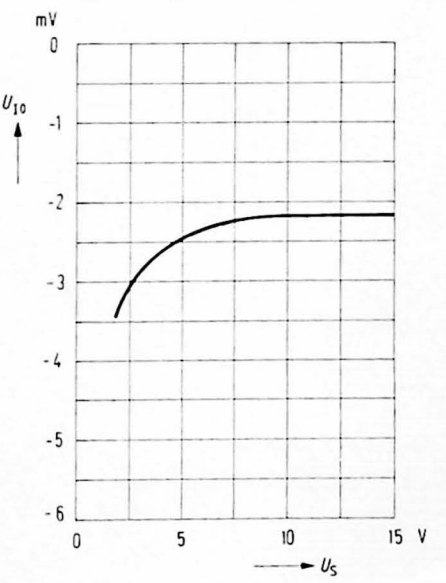
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{U0} = f(R_L)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



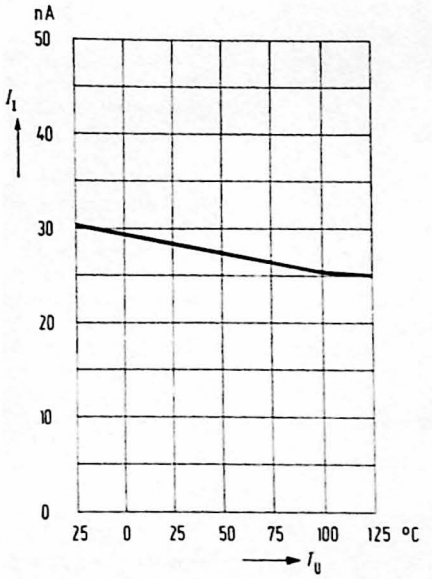
Restspannung $U_{Q0} = f(I_Q)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



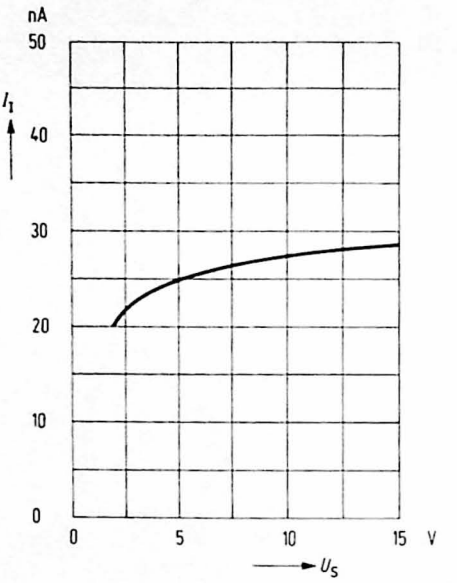
Eingangsnullspannung $U_{I0} = f(U_S)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $U_S = \pm 15\ V$



Eingangsstrom $I_I = f(U_S)$
$T_U = 25\,°C$; $R_L = 2\ k\Omega$



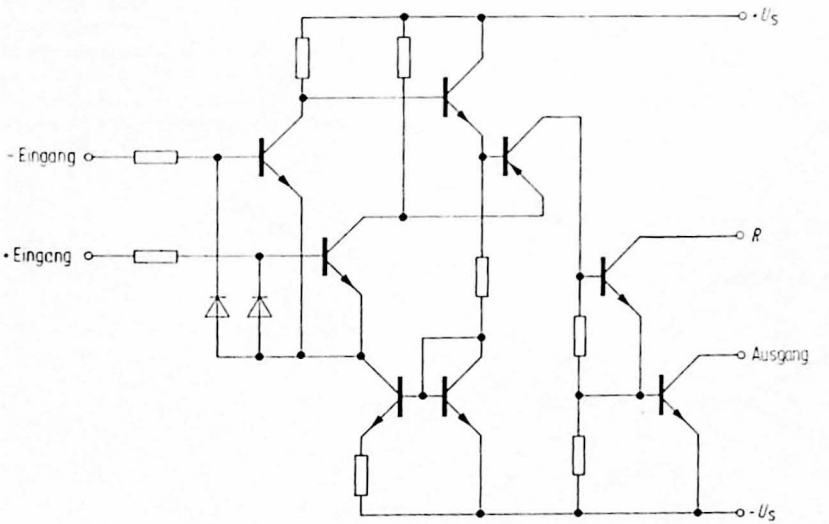
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TCA 322	Q67000-A1009	5 H 6 (ähnl. TO-78)	–	3
TCA 322 A	Q 67000-A2501	DIP 6	–	8
TCA 322 G	Q67000-A2508	ähnl. SO-6	braun	28
TCA 325 A	Q67000-A562	DIP 6	–	8
TCA 325 G	Q67000-A1012-G1	ähnl. SO-6	grün/gelb	28

TCA 322 und TCA 325 eignen sich als Schmitt-Trigger und Komparatoren für die Regeltechnik und Autoelektrik. Der Ausgang ist so ausgelegt, daß TTL-Bausteine direkt angesteuert werden können. Neben hoher Verstärkung, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

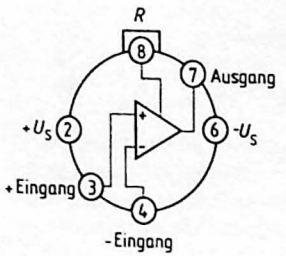
- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großen Ausgangsstrom
- Geringe Ausgangssättigungsspannung
- Großen Temperaturbereich (TCA 322)

Schaltung

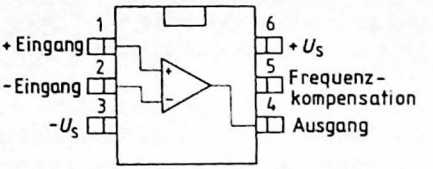


Anschlußanordnungen

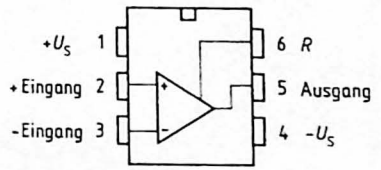
TCA 322



TCA 322 G
TCA 325 G

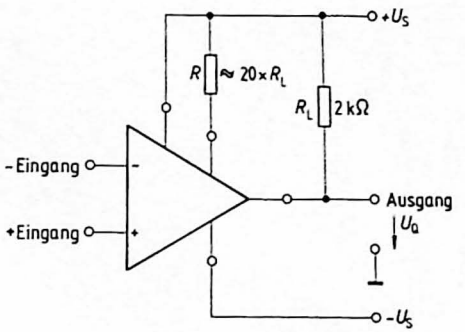


TCA 322 A
TCA 325 A



Anschlußschema

R_L = Lastwiderstand



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Treiberstrom an R		I_{Tr}	10	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	TCA 322	$R_{th\,SG}$	55	K/W
(System-Umgebung)	TCA 322	$R_{th\,SU}$	165	K/W
	TCA 322 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TCA 322 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R = 6{,}8$ kΩ

		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−100	±50	100	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	µA
Ausgangsspannung							
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,8	14,8	−14,6	V
($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,0	±14,8	−13,5	V
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{Qss}		±10				V

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V $R = 6{,}8$ kΩ		$T_U = 25$ °C			$T_U = -55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_I		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	85	87		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		92				dB
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		60				dB
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13		−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		6	25			µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{II0}		0,3	1,5			nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		50				V/µs
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	µA

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ							
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ kΩ)	U_{I0}	−4		4	−6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−70		70	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,5		0,8	µA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	80			75		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	±15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Treiberstrom an R		I_{Tr}	10	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TCA 325 A	$R_{th\,SU}$	115	K/W
	TCA 325 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	±2 bis ±15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
$R = 6{,}8$ kΩ

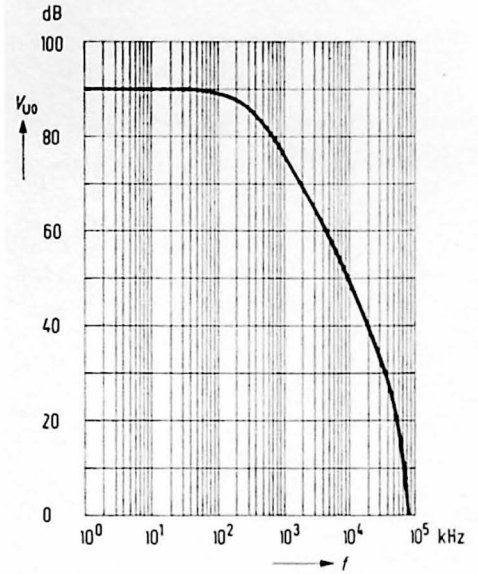
		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	−5,5		5,5	−7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−200	±80	200	−300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8		1,0	µA
Ausgangsspannung							
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	14,9		−14,8	14,8	−14,6	V
($R_L = 620\ \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{Qss}	±14,9		−14,0	±14,8	−13,5	V
($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{Qss}		±10				V

Kenndaten $U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V $R = 6{,}8$ kΩ		$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				kΩ
Leerlaufspannungsverstärkung							
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	80	85		80		dB
($R_L = 10$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}		90				dB
($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ MHz)	V_{U0}		60				dB
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ kΩ, $U_S = \pm 15$ V)	U_{IC}	13		−13	12	−12	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ kΩ)	k_{CMR}	75	83		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	200		200	µV/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{UI0}		6				µV/K
Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50$ Ω)	α_{II0}		0,3				nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		50				V/µs
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	µA

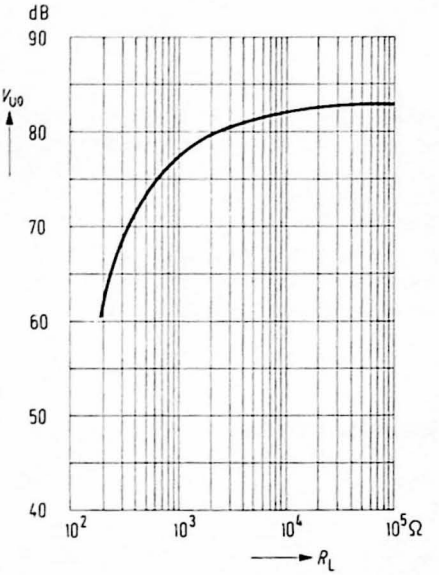
Kenndaten $U_S = \pm 2$ V; $R = 6{,}8$ kΩ							
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ kΩ)	U_{I0}	−6		6	−7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	−150		150	−200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,6		0,8	µA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ kΩ, $f = 1$ kHz)	V_{U0}	75			75		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

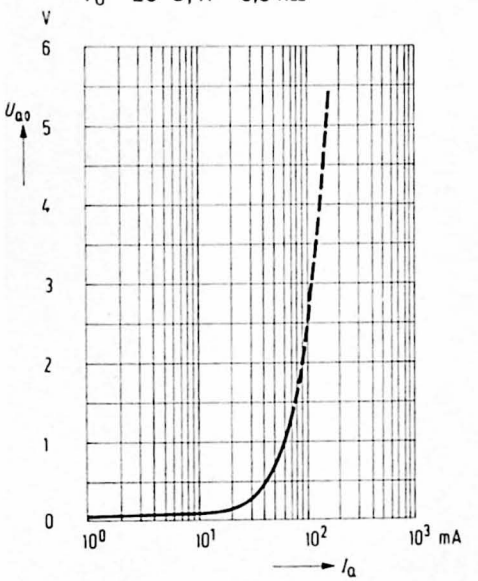
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$
$R_L = 2\ k\Omega$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



Leerlaufspannungsverstärkung $V_{U0} = f(R_L)$
$T_U = 25\,°C$; $U_S = \pm 15\ V$



Restspannung $U_{Q0} = f(I_Q)$
$T_U = 25\,°C$; $R = 6{,}8\ k\Omega$



Bipolare Schaltung

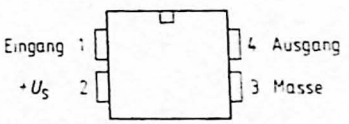
Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
TCA 345 A	Q67000-A564	DIP 4	—	7
TCA 345 W	Q67000-A564-W	Miniaturgeh. 6 Anschl.	gelb/braun	26

Schwellenwertschalter mit linear von der Speisespannung abhängigem Schwellenwert. Am Ausgang können ohne Schutzdiode induktive Lasten geschaltet werden.

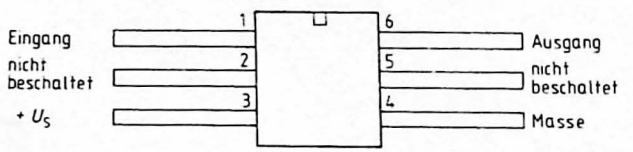
- TTL-kompatibel
- Großer Ausgangsstrom
- Sehr hohe Eingangsimpedanz
- Gute Stabilität durch Hysterese
- Geringe Außenbeschaltung

Anschlußanordnungen

TCA 345 A



TCA 345 W



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	10	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Eingangsspannung	U_I	0 bis U_S	V
Induktivität am Ausgang	L_Q	500	mH
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung) TCA 345 A	$R_{th\,SU}$	140	K/W
TCA 345 W	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	2 bis 10	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	− 25 bis 85	°C

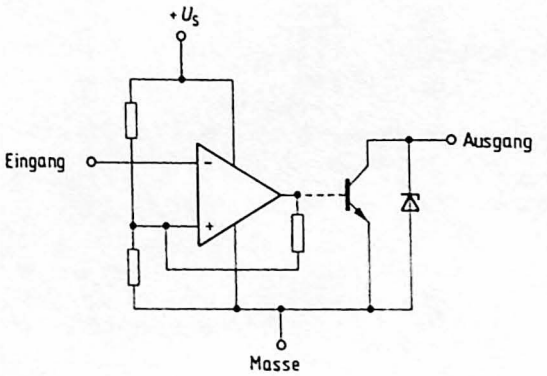
Kenndaten

$T_U = 25\,°C$

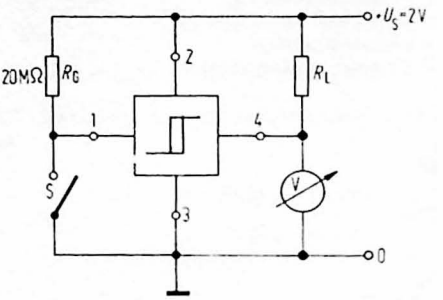
		min	typ	max	
Stromaufnahme bei Ausgangsstrom					
$I_Q = 0$ mA; $U_S = 2$ V	$I_{S\,H}$		0,55	0,80	mA
$= 5$ V	$I_{S\,H}$		1,35	2,00	mA
$I_Q = 40$ mA; $U_S = 2$ V	$I_{S\,L}$		1,85	3,00	mA
$= 5$ V	$I_{S\,L}$		7,00	9,00	mA
Restspannung bei $I_Q = 40$ mA $U_S = 2$ V	$U_{Q\,L}$		150	300	mV
Ausgangssperrstrom $U_Q = 10$ V	$I_{Q\,H}$			30	µA
Schaltschwelle ($U_S = 2$ bis 10 V) [1]	U_I	0,63 x U_S	0,66 x U_S	0,69 x U_S	V
Linearitätsfehler der Schaltschwelle (bezogen auf $U_S = 2$ V)				3,0	%
Hysterese (in % von U_S) $U_S = 2$ V	ΔU_I	6,0	10	15	%
Hysterese (in % von U_S) $U_S = 5$ V	ΔU_I	6,0	20		%
Hysterese (in % von U_S) $U_S = 10$ V	ΔU_I	6,0	20		%
Eingangsstrom	I_I		10	30	nA
Z-Spannung über Ausgang	U	11,0	13,6	15,0	V
Temperaturgang der Schaltschwelle			30		ppm/K

1) gemessen bei ansteigender Eingangsspannung

Schaltbild

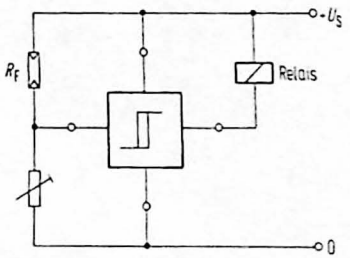


Prüfschaltung

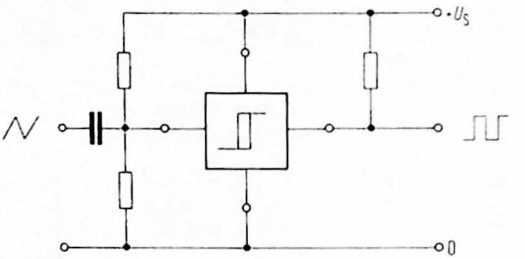


Anwendungsschaltungen

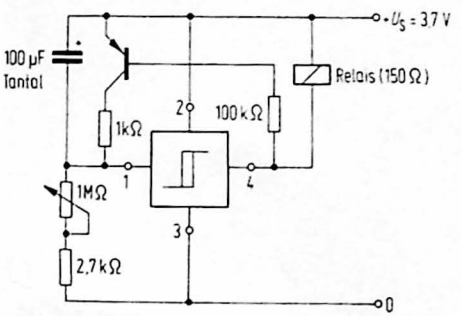
Dämmerungsschalter
(Licht einschalten beim Dunkelwerden)



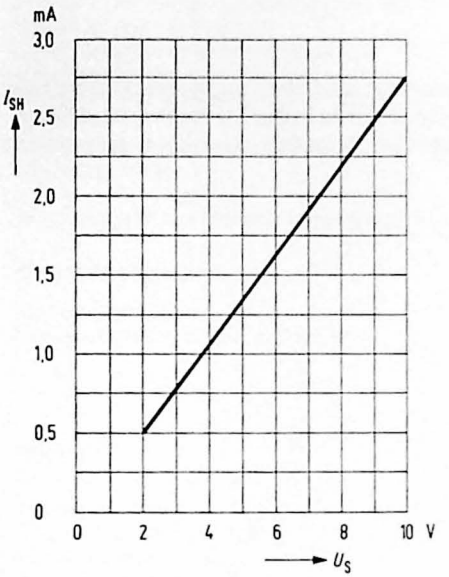
Dreieck-Rechteck Umwandler



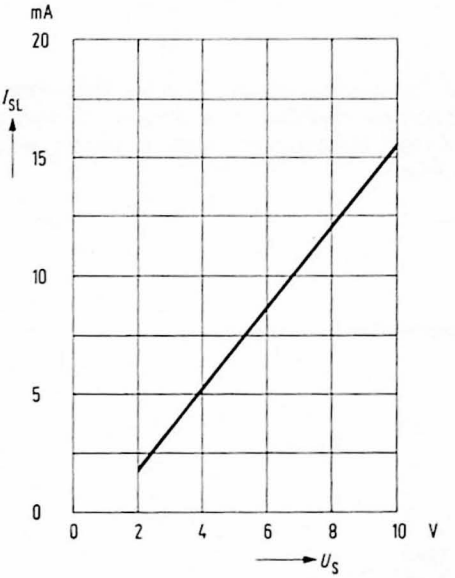
Taktgeber



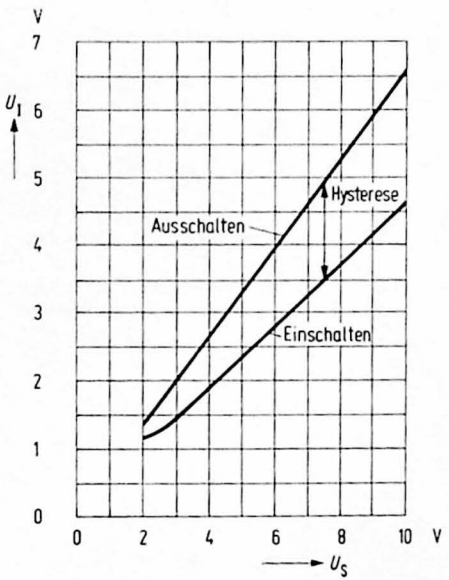
Stromaufnahme $I_{SH} = f(U_S)$
$I_Q = 0$ mA



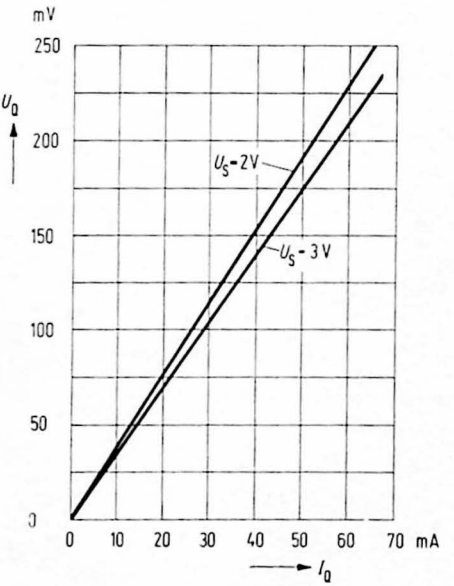
Stromaufnahme $I_{SL} = f(U_S)$
$I_Q = 40$ mA



Schaltschwelle $U_I = f(U_S)$



Restspannung $U_Q = f(I_Q)$

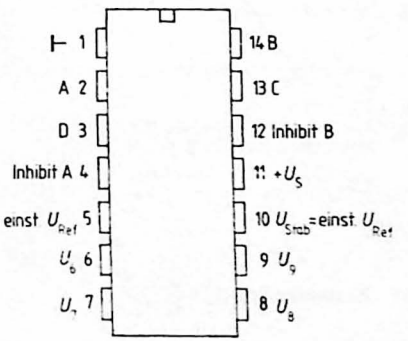


Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TCA 965	Q67000-A982	DIP 14	10

Der Fensterdiskriminator TCA 965 eignet sich besonders für die Steuerungs- und Regelungstechnik als Nachlauf- bzw. Abgleichsteuerung mit Totzone sowie in der Meßtechnik zur Selektion von Gleichspannungen innerhalb einer bestimmten Toleranzbreite vom geforderten Sollwert.

Anschlußanordnung



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	27	V
Differenz der Eingangsspannungen zwischen den Eingängen 6, 7, und 8	U_I	15	V
Eingangsspannung (Anschluß 9)	U_I	30	V
Ausgangsstrom (Anschluß 2, 3, 13, 14)	I_Q	50	mA
Ausgangsstrom der stab. Spannung (Anschluß 10)	I_Q	10	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,75 bis 27	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

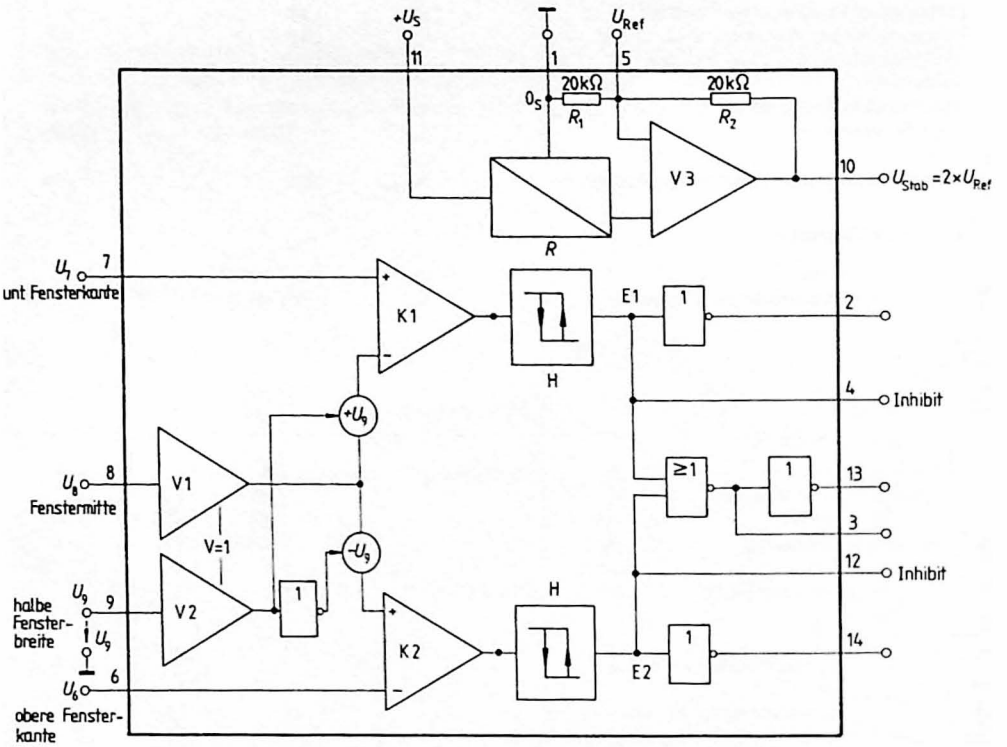
Kenndaten

$U_S = 10$ V, $T_U = 25$ °C

		Prüfbedingung	min	typ	max	
Stromaufnahme	I_S	$U_2, U_{13} = U_{QH}$		5	7	mA
Eingangsstrom an 6, 7, 8	I_I			20	50	nA
Eingangsstrom an 9	$-I_I$			400	3000	nA
Eingangsnullspannung an 6/8, 7/8	U_{I0}		−20	±10	20	mV
Eingangsspannungsbereich an 6, 7, 8	U_I	$\Delta U_I < 13$ V	1,5		$U_S - 1{,}0$	V
Eingangsspannungsbereich an 9	U_I		50		$\frac{U_S}{2}$	mV
Differenzeingangsspannung	$U_6-(U_8-U_9)$				13	V
	$(U_8+U_9)-U_7$				13	V
Referenzspannung	U_5	$I_{REF} = 0$	2,8	3,0	3,2	V
Stabilisierte Spannung	U_{10}	$U_S > 7{,}9$ V	5,5	6	6,5	V
TK der Referenzspannung	αU_5			0,5		mV/K
Spannungsabhängigkeit der Referenzspannung	$\frac{\Delta U_5}{\Delta U_S}$			3		mV/V
Ausgangssperrstrom	I_{QH}				10	µA
Ausgangssättigungsspannung	U_{QL}	$I_Q = 10$ mA			200	mV
		$I_Q = 40$ mA			800	mV
Hysterese (Fensterkanten)	U_{Hy}		18	22	35	mV
Inhibitschwelle[1])	$U_{4,12}$			1,5		V
Inhibitstrom	$I_{4,12}$			−100		µA

1) Inhibition, wenn Anschluß 4 und 12 auf Masse liegen

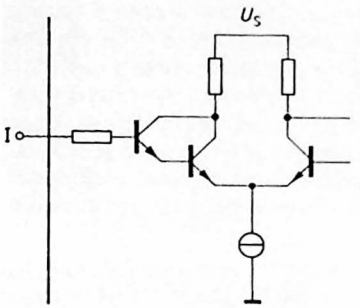
Blockschaltbild



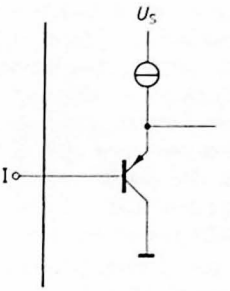
Prinzipschaltungen

Eingänge

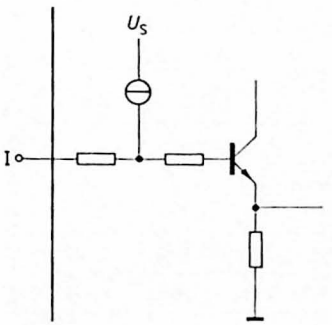
Anschluß 6, 7, 8



Anschluß 9

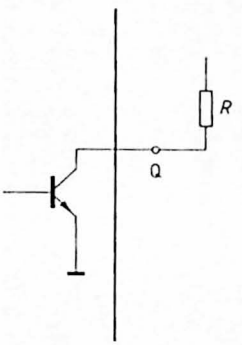


Anschluß 4, 12

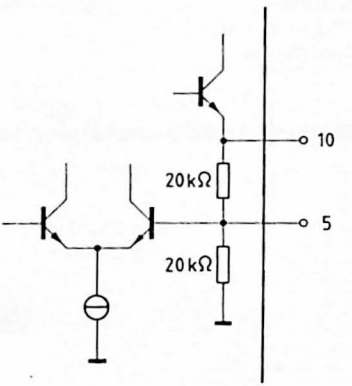


Ausgänge

Anschluß 2, 3, 13, 14



Anschluß 5, 10



Schaltungsvorschläge

Der Fensterdiskriminator analysiert die Höhe der Eingangsspannung bezogen auf zwei Grenzen, die als Spannungen von außen eingegeben werden. Das Fenster, innerhalb dessen die Schaltung mit „gut" reagiert, kann entweder durch eine obere (U_6) und eine untere Grenze (U_7) eingegeben werden oder durch die Fenstermitte (U_8) und, abhängig davon, durch eine Spannung ΔU, (U_9), die der halben Fensterbreite entspricht und gegen Masse angeboten wird. An den Umschaltpunkten ist eine Schmitt-Triggercharakteristik mit kleiner Hysterese wirksam. Es stehen vier Ausgangssignale zur Verfügung, sie bedeuten: Eingangssignal innerhalb, außerhalb des Fensters (gut, schlecht) zu hoch, zu niedrig. Alle Ausgänge haben offene Kollektoren, die bis 50 mA aufnehmen können, zur Ansteuerung von Kleinrelais, Birnchen, Leuchtdioden. Alle üblichen Logikfamilien können mit geringfügiger zusätzlicher Beschaltung direkt betrieben werden.

Außerdem enthält die IC eine Referenzspannungsquelle mit einstellbarem Verstärker (U_{REF}) für die Erzeugung verschiedener Referenzspannungen (U_{Stab}) für die Eingänge. Die Referenzspannungsquelle ist weitgehend unabhängig von Temperatur und Versorgungsspannung. Sie bedarf zur Stabilisierung eines Kondensators von bis zu 10 µF (Elko) gegen Masse an Anschluß 10.

Logische Funktion (Wahrheitstabelle)

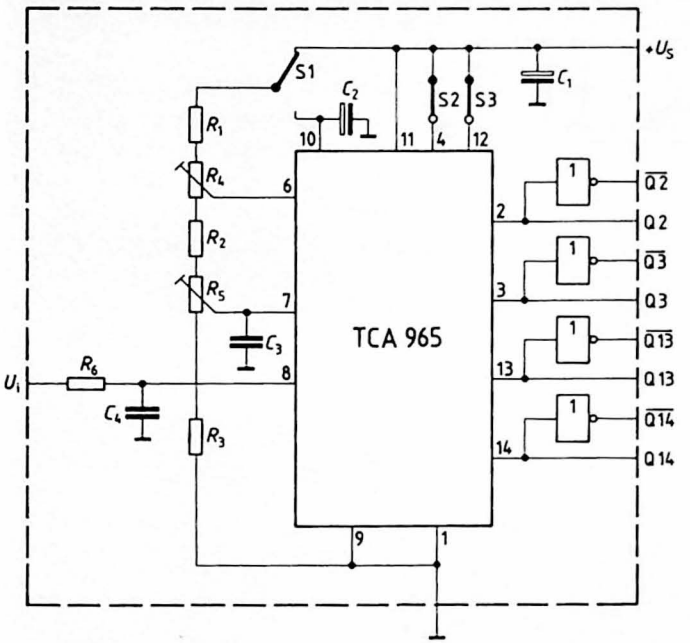
U_I	
Grundschaltung I $U_I = U_6$	Grundschaltung II $U_I = U_{6/7}$
$U_8 < (U_7 - U_9)$	$U_{6/7} > (U_8 + U_9)$
$U_8 > (U_6 + U_9)$	$U_{6/7} < (U_8 - U_9)$
$(U_6 + U_9) > U_8 > (U_7 - U_9)$	$(U_8 + U_9) > U_{6/7} > (U_8 - U_9)$
$U_6 + U_9$ _ _ obere Fensterkante $U_7 - U_9$ _ _ untere Fensterkante $(U_6 + U_9) - (U_7 - U_9)$ _ _ _ _ _ Fensterbreite	U_8 _ _ _ Fenstermitte U_9 _ _ _ halbe Fensterbreite (gegen Masse)

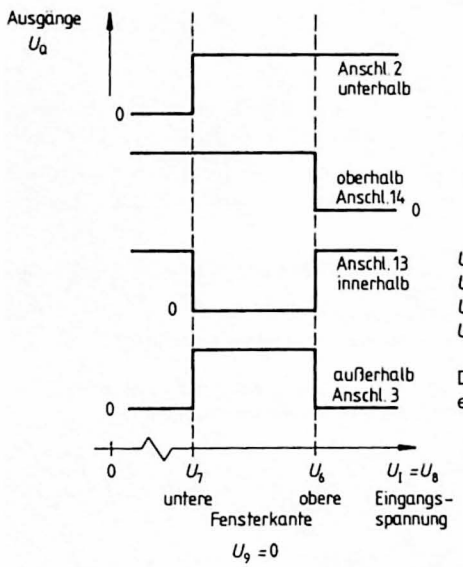
Ausgänge			
Anschluß 2	14	13	3
L(H)	H(H)	H(L)	L(H) x)
H(H)	L(H)	H(L)	L(H) xx)
H	H	L	H
Werte in Klammern gelten für externe Inhibition über die Anschlüsse 4 und 12 x) Inhibit Anschluß 4 auf 0 xx) Inhibit Anschluß 12 auf 0			

Wahrheitstabelle (für Blockschaltung in Zusammenhang mit Grundschaltung I und II)

Grundschaltung I

Ausgänge: Anschluß 2 „unterhalb"
Anschluß 3 „außerhalb"
Anschluß 13 „innerhalb"
Anschluß 14 „oberhalb"



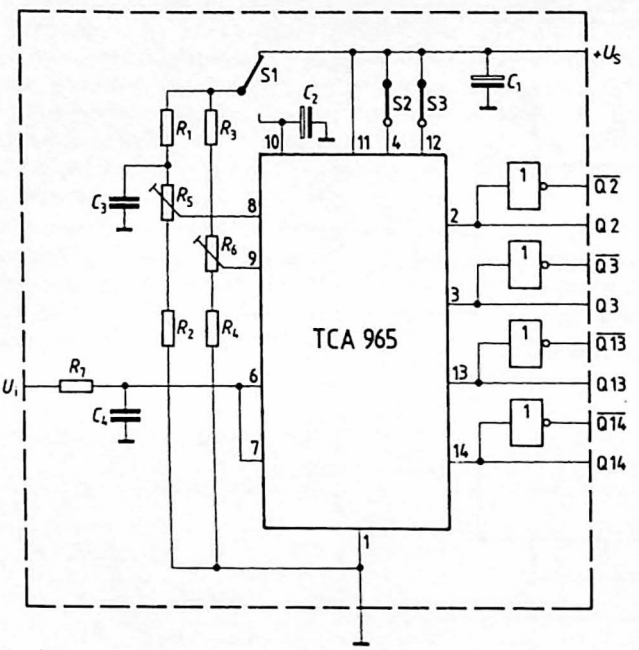


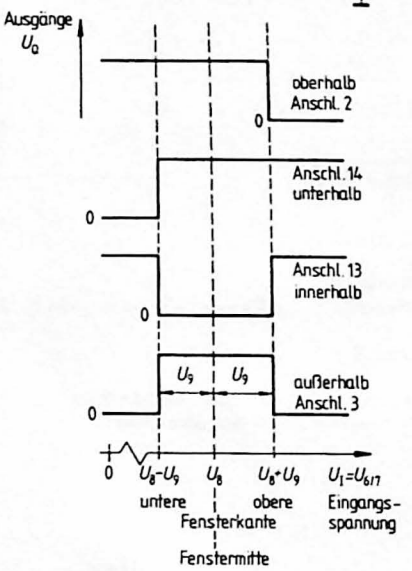
U_7: untere Schwelle
U_6: obere Schwelle
U_9: 0 V
U_I: an Anschluß 8

Die Ausgänge Anschluß 2 und Anschluß 14 können extern inhibiert werden und liegen dann auf H.

Grundschaltung II

Ausgänge: Anschluß 2 „oberhalb"
Anschluß 3 „außerhalb"
Anschluß 13 „innerhalb"
Anschluß 14 „unterhalb"





U_8: Fenstermitte
U_9: ± /12 Fensterbreite
U_1: gemeinsam an Anschluß 6 und Anschluß 7

Die Ausgänge Anschluß 2 und Anschluß 14 können extern inhibiert werden und liegen dann auf H.

Beispiele für die Leiterkartenauslegung der Grundschaltungen I und II

Die Eingänge des Fensterdiskriminators TCA 965 haben Schmitt-Trigger-Charakteristik. Trotzdem besteht bei einer sehr langsam durch die Schaltschwelle wandernden Eingangsspannung die Gefahr, daß der betreffende Ausgang schwingt, ehe er den neuen Schaltzustand eindeutig annimmt. Nachfolgende Leiterkarten wurden speziell im Hinblick auf dieses Verhalten entworfen und bieten größtmögliche Sicherheit gegen Schwingungen.

Die Ursachen dieses Verhaltens sind im einzelnen:

1. **Rückkopplungswirkung** der geschalteten Last auf die Fensterkantenspannung durch Be- oder Entlastung der Speisespannung.
2. **Brummspannungen,** die dem Eingangssignal oder den von der Speisespannung abgeleiteten Fensterkantenspannungen überlagert sind.
3. **Leitungsführung** auf der Platine ungünstig, wenn die Spannungsteiler für die Fensterkanten an einen Punkt der Masseführung angebunden sind, der sein Potential aufgrund von Lastsprüngen ändert. Anschluß 1 des TCA 965 kann 2x50 mA Laststrom gegen Masse führen.

Abhilfemaßnahmen zu 1.

Grenzbedingungen für schwingfreien Betrieb	
Grundschaltung I $U_6 = k \cdot U_S, U_7 = k' \cdot U_S$	Grundschaltung II $U_8 = k \cdot U_S, U_9 = k' \cdot U_S$
Bedingung $k \cdot \Delta U_S < U_{Hy,\,min}$ $k' \cdot \Delta U_S < U_{Hy,\,min}$	Bedingung $(k + k') \cdot \Delta U_S < U_{Hy,\,min}$

Bei Nichterfüllung dieser Bedingungen nützt kein Abstützen der Fensterkantenspannungen mit Kondensatoren, sondern alternativ je eine der drei Maßnahmen:

- Verwendung von U_{Stab} zur Ableitung der Fensterkantenspannungen
- Trennung der Versorgungsspannung U'_S für die Last von der Speisespannung U_S des TCA 965
- Vergrößerung der Kantenhysterese entsprechend technischer Mitteilung zum TCA 965

zu 2.

Grenzbedingung

$U_{Br,\,SS}/2 < U_{Hy,\,min}$

Für die Einhaltung der Grenzbedingung ist, je nach Grundschaltung, die Summe der Brummspannungen maßgebend, die am betrachteten Komparator zur Wirkung kommt. Als Entstörmaßnahmen werden vorgeschlagen:

Absieben der Eingangs- und Fensterkantenspannung,

Vergrößerung der Kantenhysterese[1].

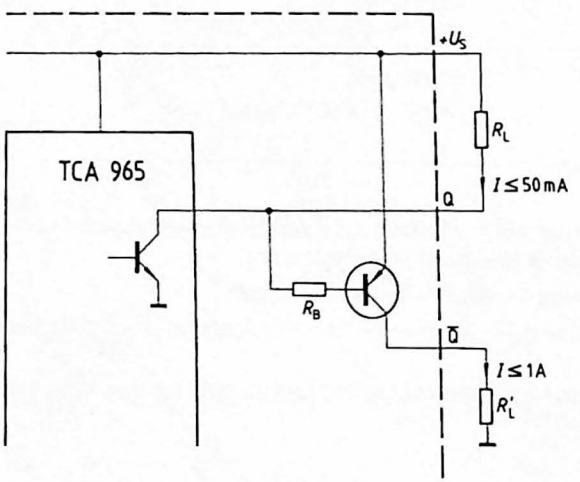
zu 3.

Die Platinenvorschläge für die beiden Grundschaltungen zeigen eine optimale Masseführung zu den Spannungsteilern für die Fensterkanten mit einer Absiebung der Speisespannung unmittelbar an der IC.

Wenn mehrere der genannten Ursachen zusammentreffen, ist mit den Abhilfemaßnahmen in der vorgeschlagenen Reihenfolge vorzugehen.

Ausgangsbeschaltung

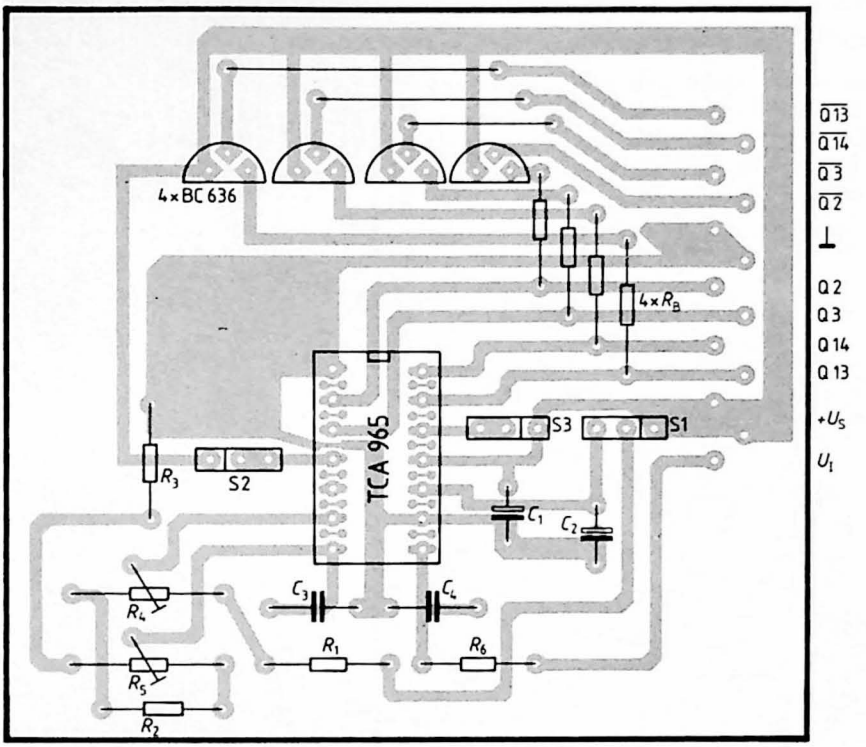
An den Ausgängen des TCA 965 wurden zusätzlich Treiberstufen entsprechend nachfolgendem Schema vorgesehen, um Lastströme bis 1 A zu schalten (Ausgänge $\overline{Q}$).



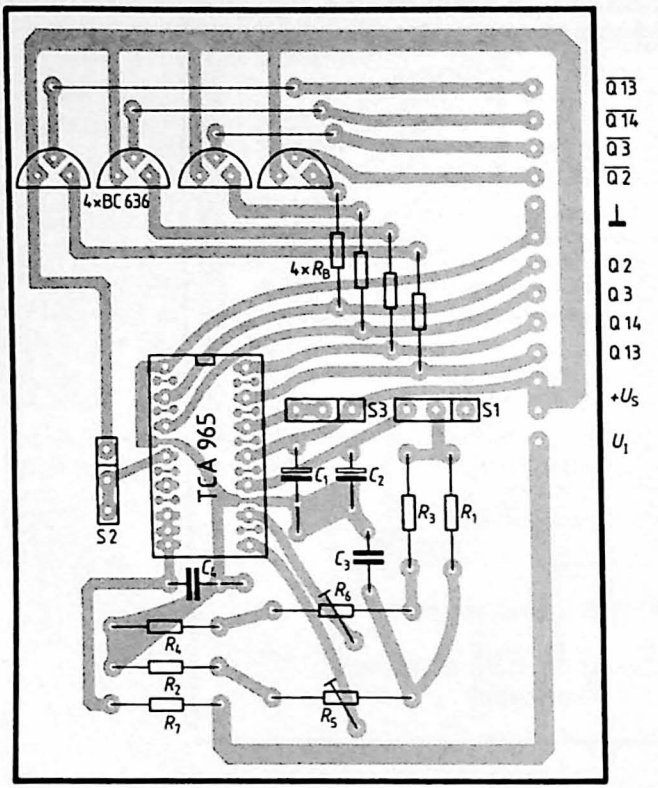
jeweils Anschluß 2, 3, 13, 14

Platine und Bestückungsplan

Grundschaltung I



Platine und Bestückungsplan
Grundschaltung II



Schaltnetzteile, Spannungsregler

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TDA 4600-2	Q67000-A2190	SIP 9	24
TDA 4600-2D	Q67000-A2171	DIP 18 L9 (Anschluß 6 und Anschluß 10 bis 18 verbunden an Masse)	14

Die integrierten Schaltungen TDA 4600-2 und TDA 4600-2D übernehmen in freischwingenden Sperrwandlernetzteilen die Ansteuerung, Regelung und Überwachung des Schalttransistors.

Durch einen weiten Regelbereich und hohe Spannungskonstanz bei starker Laständerung sind neben dem Einsatzgebiet Fernsehempfänger und Videorecorder auch Netzteile für HiFi-Geräte und Aktivboxen realisierbar.

- Direkte Ansteuerung des Schalttransistors
- Geringer Anlaufstrom
- Rückläufige lineare Überlastkennlinie
- Kollektorstrom-proportionale Basisstromeinprägung

Grenzdaten

Speisespannung	U_9	20	V
Spannungen			
(Referenzausgang)	U_1	6	V
(Identifikationseingang)	U_2	±0,6	V
(Regelverstärker)	U_3	3	V
(Kollektorstromnachbildung)	U_4	7	V
(Blockiereingang)	U_5	7	V
(Basisstromabschalter)	U_7	U_9	V
(Basisstromverstärkerausgang)	U_8	U_9	V
Ströme			
(Rückkopplung, Nulldurchgang)	I_{i2}	−3 bis 3	mA
(Regelverstärker)	I_{i3}	−3 bis 3	mA
(Kollektorstromnachbildung)	I_{i4}	5	mA
(Basisstromabschalter)	I_{q7}	1,5	A
(Basisstromverstärkerausgang)	I_{q8}	−1,5	A
Wärmewiderstand:			
Sperrschicht-Umgebung TDA 4600-2	$R_{th\,JU}$	70	K/W
Sperrschicht-Gehäuse TDA 4600-2	$R_{th\,JG}$	15	K/W
Sperrschicht-Umgebung[1] TDA 4600-2D	$R_{th\,JU}$	60	K/W
Sperrschicht-Umgebung[2] TDA 4600-2D	$R_{th\,JU1}$	44	K/W
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_9	7,8 bis 18	V
Gehäusetemperatur TDA 4600-2	T_G	0 bis 85	°C
Umgebungstemperatur TDA 4600-2D[3]	T_U	0 bis 70	°C

1) Gehäuse eingelötet in Platine ohne Kühlfläche

2) Gehäuse eingelötet in Platine mit kupferkaschierter 35 µ Auflage, Kühlfläche 25 cm²

3) $R_{th\,JU1}$ = 44 K/W und P_V = 1 W

Kenndaten

T_U = 25 °C, gemäß Meßschaltung 1 und Diagramm

		min	typ	max	
Anlaufbetrieb					
Stromaufnahme (U_1 noch nicht geschaltet)					
U_9 = 2 V	I_9			0,5	mA
U_9 = 5 V	I_9		1,5	2,0	mA
U_9 = 10 V	I_9		2,4	3,2	mA
Einschaltpunkt für U_1	U_9	11	11,8	12,3	V
Normalbetrieb (U_9 = 10 V; U_{Regel} = −10 V; U_{Takt} = ± 0,5 V; f = 20 kHz; Tastverhältnis 1 : 2) nach erfolgtem Einschaltvorgang					
Stromaufnahme U_{Regel} = −10 V	I_9	110	135	160	mA
R_{Regel} = 0 V	I_9	55	85	110	mA
Referenzspannung I_1 < 0,1 mA	U_1	4,0	4,2	4,5	V
I_1 = 5 mA	U_1	4,0	4,2	4,4	V
Temperaturkoeff. der Referenzspannung	TK_1		10^{-3}		1/K
Rückkoppelspannung	U_2*)		0,2		V
Regelspannung U_{Regel} = 0 V	U_3	2,3	2,6	2,9	V
Kollektorstrom-nachbildungsspannung U_{Regel} = 0 V	U_4*)	1,8	2,2	2,5	V
U_{Regel} = 0 V/−10 V	ΔU_4*)	0,3	0,4	0,5	V
Blockiereingangsspannung	U_5	5,5	6,3	7,0	V
Ausgangsspannungen U_{Regel} = 0 V	U_{Q7}*)	2,7	3,3	4,0	V
U_{Regel} = 0 V	U_{Q8}*)	2,7	3,4	4,0	V
U_{Regel} = 0 V/−10 V	ΔU_{Q8}*)	1,4	1,8	2,2	V
Schutzbetrieb (U_9 = 10 V; U_{Regel} = −10 V; U_{Takt} = ± 0,5 V; f = 20 kHz; Tastverhältnis 1 : 2)					
Stromaufnahme (U_5 < 1,8 V)	I_9	14	22	28	mA
Abschaltspannung (U_5 < 1,8 V)	U_{Q7}	1,3	1,5	1,8	V
	U_4	1,8	2,1	2,5	V
Externer Blockiereingang					
Freigabespannung U_{Regel} = 0 V	U_S		2,4	2,7	V
Sperrspannung U_{Regel} = 0 V	U_5	1,8	2,2		V
Speisespannung für U_8 gesperrt U_{Regel} = 0 V	U_9	6,7	7,4	7,8	V
Speisespannung für U_1 aus (bei weiterem Absenken von U_9)	ΔU_9	0,3	0,6	1,0	V

Kenndaten

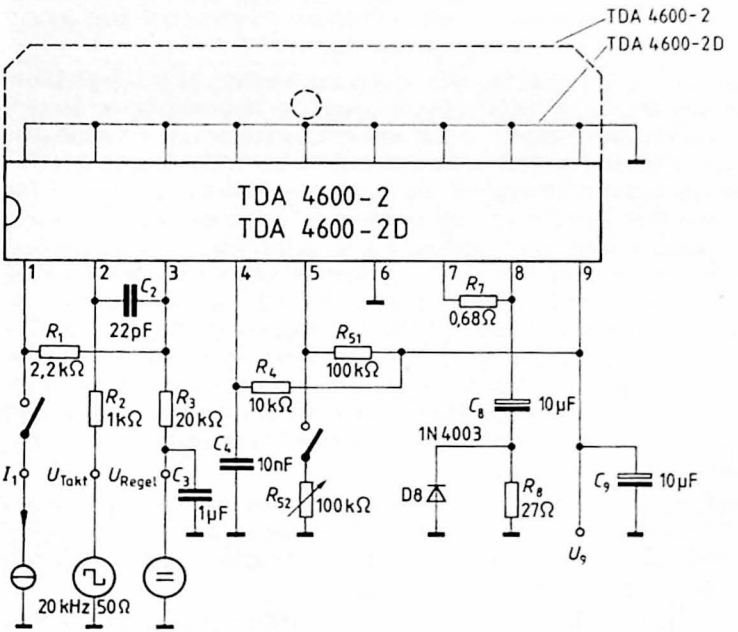
T_U = 25 °C, gemäß Meßschaltung 2

Einschaltzeit (Sekundärspannungen)	t_{an}		350	450	ms
Spannungsänderung bei S3 = geschlossen (ΔN_3 = 20 W)	ΔU_2		100	500	mV
Tonausgangsleistung bei S2 = geschlossen (ΔN_2 = 15 W)	ΔU_2		500	1000	mV
Standby-Betrieb (Sekundärnutzlast = 3 W) bei S1 = offen	ΔU_2		20	30	V
	f	70	75		kHz
	$N_{primär}$		10	12	VA

Die Kühlbedingungen sind unter Berücksichtigung (T_U; T_j; $R_{th\,JG}$; $R_{th\,JU}$; $R_{th\,JU1}$) zu optimieren.

*) nur Gleichanteil

Meßschaltung 1



Schaltungsbeschreibung

Die ICs TDA 4600-2, -2D kontrollieren, steuern und schützen den Schalttransistor in freischwingenden Sperrwandler-Netzteilen bei Anlauf-, Normal- und Überlastbetrieb.

I. Anlaufverhalten

Während des Anlaufs (Einschaltens) werden nacheinander drei Betriebszustände durchlaufen.

1. Aufbau einer internen Referenzspannung.
   Sie versorgt den Spannungsregler und bewirkt die Aufladung des Koppelelkos zum Schalttransistor. Bis zu einer Speisespannung von $U_9 \approx 12$ V bleibt die Stromaufnahme $I_9 < 3{,}2$ mA.
2. Freigabe der internen Spannungsversorgung – Referenzspannung $U_1 = 4$ V.
   Diese Spannung wird schlagartig bei $U_9 \approx 12$ V eingeschaltet und bildet für alle Baugruppen der IC bis auf die Steuerlogik eine thermisch stabile und überlastfeste Stromversorgung.
3. Freigabe der Steuerlogik.
   Unmittelbar mit der Referenzspannung wird über ein weiteres Stabilisierungsglied die Stromversorgung der Steuerlogik eingeschaltet, damit ist die IC betriebsbereit.

Diese Anlauffolge wurde notwendig, um die Ladung des Koppelelkos zum Schalttransistor zu garantieren. Dann erst ist ein exaktes Schalten des Transistors gewährleistet.

II. Normalbetrieb/Regelbetrieb

Am Eingang Anschluß 2 werden die Nulldurchgänge der von der Rückkoppelspule eingespeisten Frequenz registriert und an die Steuerlogik weitergegeben.

Am Anschluß 3 (Regeleingang, Überlast und „Standby"-Kennung) werden die gleichgerichteten Amplitudenänderungen der Rückkoppelspule aufgenommen. Der Regelverstärker arbeitet mit einer Eingangsspannung von angenähert 2 V und einem Querstrom von $\approx 1{,}4$ mA. Die Überlastkennung begrenzt in Verbindung mit dem Kollektorstromnachbilder Anschluß 4 den Regelbereich des Regelverstärkers in Abhängigkeit von der internen Spannungsreferenz. Die Nachbildung des Kollektorstromes erfolgt durch ein externes *RC*-Glied an Anschluß 4 und intern festgelegten Schwellspannungen. Bei Vergrößerung der Kapazität (10 nF) vergrößert sich der Kollektorstrom des Schalttransistors (Umkehrpunkt). Damit ist der gewünschte Regelbereich festgelegt. Der Regelumfang liegt zwischen einer auf 2 V geklemmten Gleichspannung und einer sägezahnförmig ansteigenden Wechselspannung, die bis auf eine maximale Amplitude von 4 V (Referenzspannung) sich verändern kann. Bei sekundärer Lastminderung bis etwa 20 Watt wird die Schaltfrequenz erhöht ($\approx$ 50 kHz) mit fast konstantem Tastverhältnis (1/3). Bei weiterer sekundärer Lastverkleinerung bis etwa 1 Watt ändert sich neben der Schaltfrequenz ($\approx$ 70 kHz) zusätzlich das Tastverhältnis auf ca. 1/11. Gleichzeitig nimmt der Kollektorspitzenstrom auf <1 A ab.

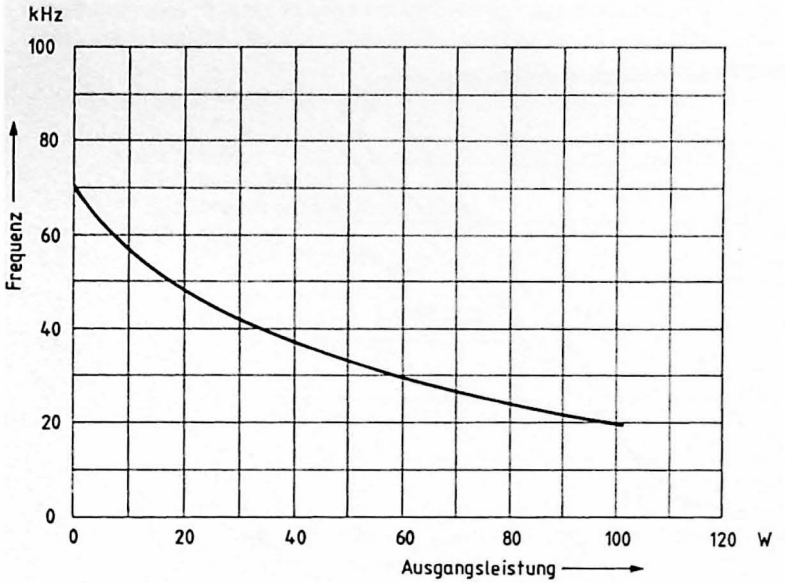
Im Trigger werden die Ausgangspegel des Regelverstärkers, der Überlastkennung und des Kollektorstromnachbilders verglichen und an die Steuerlogik weitergegeben. Mit Anschluß 5 besteht eine zusätzliche Blockiermöglichkeit. Bei Spannungen an Anschluß 5 von $\leq 2{,}2$ V wird der Ausgang Anschluß 8 gesperrt.

In Abhängigkeit von der Anlaufschaltung, der Nulldurchgangsidentifikation und der Freigabe durch den Trigger werden in der Steuerlogik „Flipflops" gesetzt, die den Basisstromverstärker und den Basisstromabschalter steuern. Der Basisstromverstärker gibt den sägezahnförmigen U_4-Spannungsverlauf an den Ausgang Anschluß 8 weiter. Zwischen Anschluß 8 und Anschluß 7 wurde eine Stromgegenkopplung mit einem externen Widerstand ($R \approx 0{,}68\ \Omega$) eingeführt. Der Widerstandswert bestimmt die maximale Amplitude des Basisansteuerstroms für den Schalttransistor.

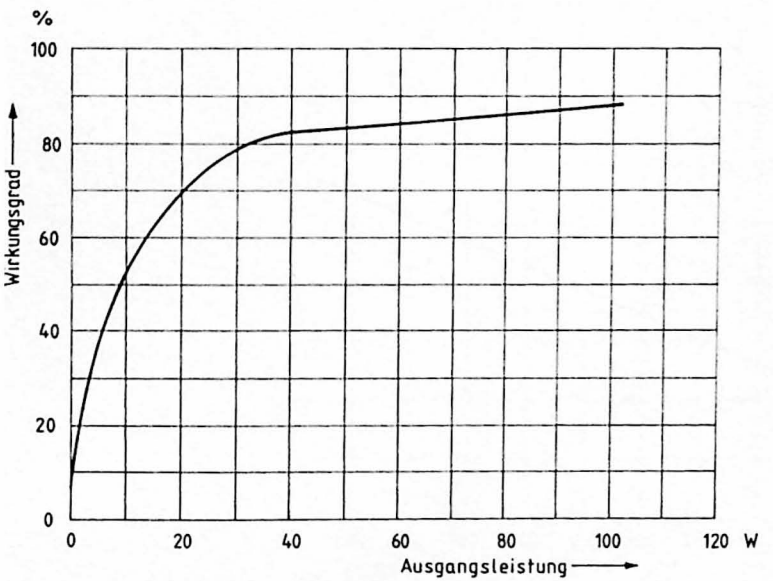
III. Schutzbetrieb

Der Basisstromabschalter, durch die Steuerlogik veranlaßt, klemmt den Ausgang Anschluß 7 auf 1,6 V und sperrt somit die Ansteuerung des Schalttransistors. Diese Schutzmaßnahme wird ausgelöst, wenn entweder die Speisespannung an Anschluß 9 einen Wert $\leq$ typ 7,4 V annimmt oder wenn an Anschluß 5 Spannungen $\leq 2{,}2$ V auftreten. Bei Kurzschluß der sekundären Wicklungen des Schaltnetzteiles regelt die IC auf einen sich wiederholenden Abfrage-Zustand hin. Bei sekundär völlig lastfreiem Betrieb wird die IC auf ein kleines Tastverhältnis gesetzt. Die Gesamtleistungsaufnahme des Schaltnetzteiles wird somit in beiden Betriebszuständen auf $N = 6 \ldots 10$ Watt gehalten. Nach dem Sperren des Ausgangs, was bei einer Speisespannung von $\leq$ typ. 7,4 V erfolgt, wird bei weiterem Verkleinern um $\Delta U_9 = 0{,}6$ V die Referenzspannung (4 V) abgeschaltet.

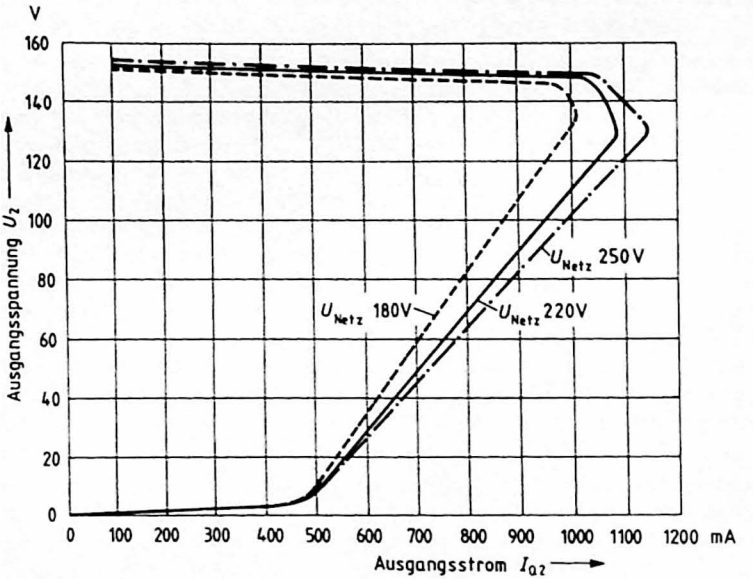
Frequenz in Abhängigkeit der Ausgangsleistung



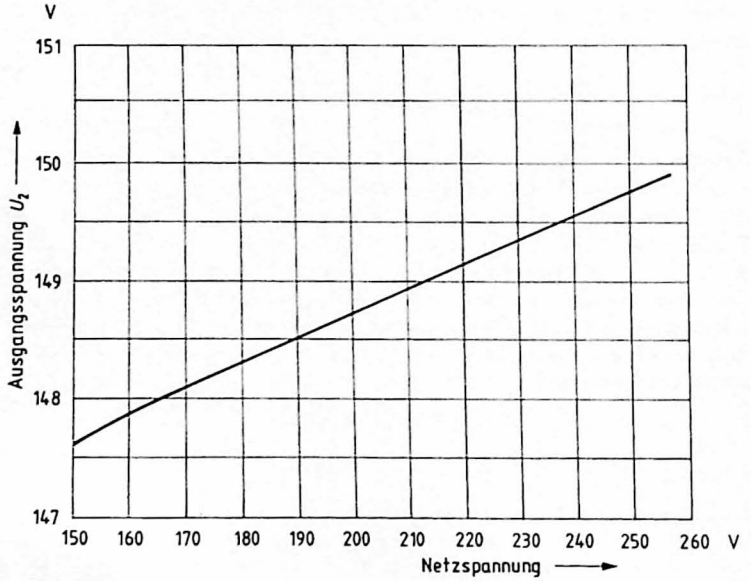
Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung



Lastverhalten $U_2 = f(I_{Q2})$



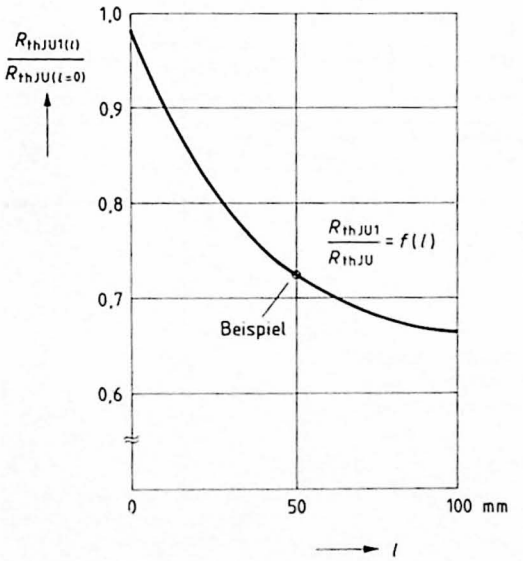
Ausgangsspannung U_2 bei Netzänderung



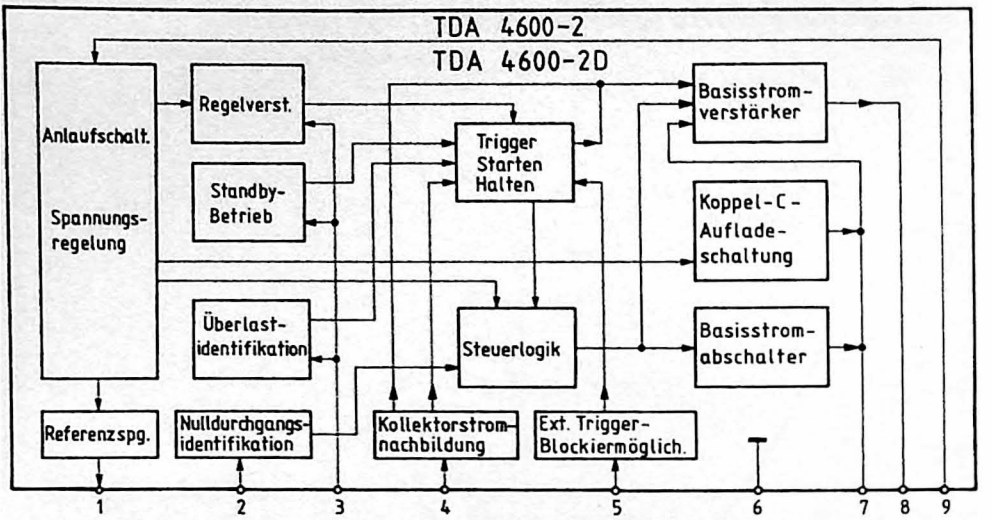
Wärmewiderstand (nur gültig für TDA 4600-2D)

Umgebungsbezogener Wärmewiderstand $R_{th\ JU\ 1}$ (normiert) als Funktion der Seitenlänge l einer quadratischen kupferkaschierten Kühlfläche (35 µm Kupferauflage)

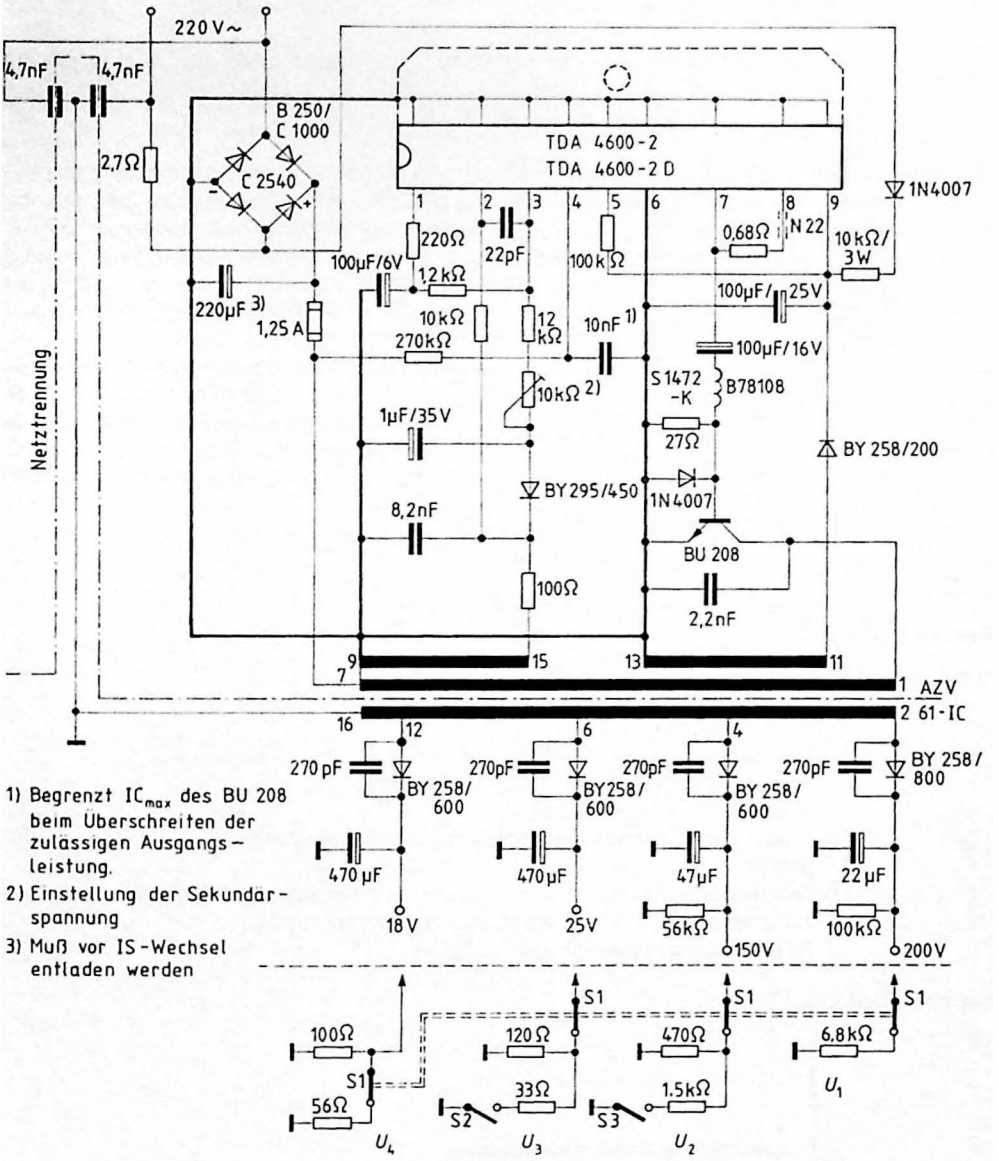
$R_{th\ JU}\ (l = 0) = 60$ K/W
$T_U \leq 70$ °C
$P_V = 1$ W
Platine senkrecht
Schaltkreis senkrecht
ruhende Luft



Blockschaltbild



Meßschaltung 2 und Anwendungsschaltung

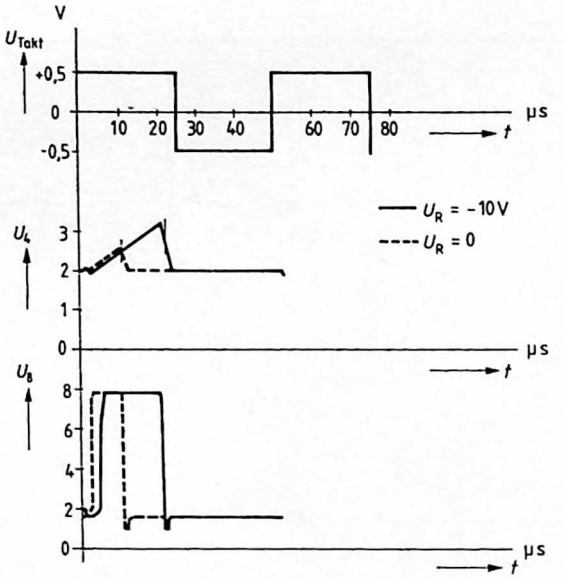


1) Begrenzt IC_{max} des BU 208 beim Überschreiten der zulässigen Ausgangsleistung.

2) Einstellung der Sekundärspannung

3) Muß vor IS-Wechsel entladen werden

Meßdiagramm: Überlastbetrieb



Anschlußbelegung

Anschluß-Nr.	Funktion
1	U_{REF}-Ausgang
2	Nulldurchgangsidentifikation
3	Eingang Regelverstärker, Überlastverstärker
4	Kollektorstromnachbildung
5	Anschlußmöglichkeit für zusätzliche Schutzschaltung
6	Masse
7	Gleichspannungsausgang zur Ladung des Koppelkondensators
8	Impulsausgang – Ansteuerung des Schalttransistors
9	Stromversorgungseingang

nur bei TDA 4600-2 D

10 11 12 13 14 15 16 17 18	miteinander verbunden (Masse)

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TDA 4601	Q67000-A2379	SIP 9 (Spinne Anschl. 6 starr mit Insel verbunden)	25
TDA 4601 D	Q67000-A2390	DIP 18 (Anschluß 6 und Anschl. 10-18 mit Masse verbunden)	14

Die integrierte Schaltung TDA 4601/D übernimmt in freischwingenden Sperrwandlernetzteilen sowohl die Ansteuerung, Regelung und Überwachung des Schalttransistors als auch den Schutz des gesamten Netzteils. Im Störfall wird ein Ansteigen der Sekundärspannung verhindert. Durch einen weiten Regelbereich und einer hohen Spannungskonstanz bei starker Laständerung sind neben dem Einsatzgebiet Fernsehempfänger, Videorecorder, Hifi-Geräte und Aktivboxen, auch Netzteile für professionelle Anwendungen realisierbar.

- Direkte Ansteuerung des Schalttransistors
- Geringer Anlaufstrom
- Rückläufige lineare Überlastkennlinie
- Kollektorstrom-proportionale Basisstromeinprägung
- Schutzschaltung für Störfall

Grenzdaten		Untere Grenze	Obere Grenze	
Speisespannung	U_9	0	20	V
Spannungen				
Referenzausgang	U_1	0	6	V
Nulldurchgangsidentifikation	U_2	−0,6	0,6	V
Regelverstärker	U_3	0	3	V
Kollektorstromnachbildung	U_4	0	8	V
Blockiereingang	U_5	0	8	V
Basisstromabschalter	U_7	0	U_9	V
Basisstromverstärkerausgang	U_8	0	U_9	V
Ströme				
Nulldurchgangsidentifikation	I_{i2}	−3	3	mA
Regelverstärker	I_{i3}	−3	3	mA
Kollektorstromnachbildung	I_{i4}	0	5	mA
Blockiereingang	I_{i5}	0	5	mA
Basisstromabschalter	I_{q7}	0	1,5	A
Basisstromverstärkerausgang	I_{q8}	−1,5	0	A
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand				
Sperrschicht-Umgebung TDA 4601	$R_{th\,JU}$		70	K/W
Sperrschicht-Gehäuse TDA 4601	$R_{th\,JG}$		15	K/W
Sperrschicht-Umgebung[1] TDA 4601 D	$R_{th\,JU}$		60	K/W
Sperrschicht-Umgebung[2] TDA 4601 D	$R_{th\,JU1}$		44	K/W
Funktionsbereich				
Speisespannung	U_9		7,8 bis 18	V
Gehäusetemperatur TDA 4601	T_G		0 bis 85	°C
Umgebungstemperatur[3] TDA 4601 D	T_U		0 bis 70	°C

1) Gehäuse eingelötet in Platine ohne Kühlfläche
2) Gehäuse eingelötet in Platine mit kupferkaschierter 35 µ Auflage, Kühlfläche 25 cm²
3) $R_{th\,JU1}$ = 44 K/W und P_V = 1 W

Kenndaten $T_U = 25\,°C$		min	typ	max	
Gemäß Meßschaltung 1 und Diagramm					
Anlaufbetrieb					
Stromaufnahme (U_1 noch nicht geschaltet)					
$U_9 = 2$ V	I_9			0,5	mA
$U_9 = 5$ V	I_9		1,5	2,0	mA
$U_9 = 10$ V	I_9		2,4	3,2	mA
Einschaltpunkt für U_1	U_9	11,0	11,8	12,3	V
Normalbetrieb					
($U_9 = 10$ V; $R_{Regel} = -10$ V; $U_{Takt} = \pm 0{,}5$ V; $f = 20$ kHz; Tastverhältnis 1:2) nach erfolgtem Einschaltvorgang					
Stromaufnahme					
$U_{Regel} = -10$ V	I_9	110	135	160	mA
$U_{Regel} = 0$ V	I_9	50	75	100	mA
Referenzspannung					
$I_1 < 0{,}1$ mA	U_1	4,0	4,2	4,5	V
$I_1 = 5$ mA	U_1	4,0	4,2	4,4	V
Temperaturkoeffizient der Referenzspannung	TK_1		10^{-3}		1/K
Regelspannung $U_{Regel} = 0$ V	U_3	2,3	2,6	2,9	V
Kollektorstromnachbildungsspannung					
$U_{Regel} = 0$ V	U_4*)	1,8	2,2	2,5	V
$U_{Regel} = 0$ V/−10 V	ΔU_4*)	0,3	0,4	0,5	V
Klemmspannung	U_5	6,0	7,0	8,0	V
Ausgangsspannungen					
$U_{Regel} = 0$ V	U_{q7}*)	2,7	3,3	4,0	V
$U_{Regel} = 0$ V	U_{q8}*)	2,7	3,4	4,0	V
$U_{Regel} = 0$ V/−10 V	ΔU_{q8}*)	1,6	2,0	2,4	V
Rückkoppelspannung	U_2		0,2		V

*) nur Gleichanteil

Kenndaten
$T_U = 25\,°C$

		min	typ	max	
Schutzbetrieb					
($U_9 = 10$ V; $U_{Regel} = -10$ V; $U_{Takt} = \pm 0{,}5$ V; $f = 20$ kHz; Tastverhältnis 1:2)					
Stromaufnahme ($U_5 < 1{,}9$ V)	I_9	14	22	28	mA
Abschaltspannung ($U_5 < 1{,}9$ V)	U_{q7}	1,3	1,5	1,8	V
Blockiereingang	U_4	1,8	2,1	2,5	V
Blockierspannung ($U_{Regel} = 0$ V)	U_5	$\frac{U_1}{2} - 0{,}1$	$\frac{U_1}{2}$		V
Speisespannung für U_8 gesperrt ($U_{Regel} = 0$ V)	U_9	6,7	7,4	7,8	V
U_1 aus (bei weiterem Absenken von U_9)	ΔU_9	0,3	0,6	1	V
Gemäß Meßschaltung 2					
Einschaltzeit (Sekundärspannung)	t_{an}		350	450	ms
Spannungsänderung bei S3 = geschlossen ($\Delta N_3 = 20$ W)	$\Delta U_{2\,sek}$		100	500	mV
Spannungsänderung bei S2 = geschlossen ($\Delta N_2 = 15$ W)	$\Delta U_{2\,sek}$		500	1000	mV
Standby-Betrieb bei S1 = offen (Sekundärnutzlast = 3 W)	$\Delta U_{2\,sek}$		20	30	V
	f	70	75		kHz
	$N_{primär}$		10	12	VA

Die Kühlbedingungen sind unter Berücksichtigung der Grenzdaten (T_G; T_j; $R_{th\,JG}$; $R_{th\,JU}$) zu optimieren.

Schaltungsbeschreibung

Die TDA 4601 kontrolliert, steuert und schützt den Schalttransistor in Sperrwandler-Netzteilen bei Anlauf-, Normal-, Überlast- und gestörtem Betrieb. Im Störfall wird die Ansteuerung des Schalttransistors gesperrt und ein Spannungsanstieg auf der Sekundärseite verhindert.

I. Anlaufverhalten

Während des Anlaufs (Einschaltens) werden nacheinander drei Betriebszustände durchlaufen.

1. **Aufbau einer internen Referenzspannung**
   Sie versorgt den Spannungsregler und bewirkt die Aufladung des Koppelelkos zum Schalttransistor. Bis zu einer Speisespannung von $U_9 \approx 12$ V bleibt die Stromaufnahme $I_9 \leq 3{,}2$ mA.
2. **Freigabe der internen Spannungsversorgung – Referenzspannung $U_1 = 4$ V**
   Diese Spannung wird schlagartig bei $U_9 \approx 12$ V eingeschaltet und bildet für alle Baugruppen der IC bis auf die Steuerlogik eine thermisch stabile und überlastfeste Stromversorgung.
3. **Freigabe der Steuerlogik**
   Unmittelbar mit der Referenzspannung wird über ein weiteres Stabilisierungsglied die Stromversorgung der Steuerlogik eingeschaltet, damit ist die IC betriebsbereit.

Diese Anlauffolge wurde notwendig, um die Ladung des Koppelelkos zum Schalttransistor zu garantieren. Dann erst ist ein exaktes Schalten des Transistors gewährleistet.

II. Normalbetrieb/Regelbetrieb

Am Eingang Anschluß 2 werden die Nulldurchgänge der von der Rückkoppelspule eingespeisten Frequenz registriert und an die Steuerlogik weitergegeben. Am Anschluß 3 (Regeleingang, Überlast und „Standby"-Kennung) werden die gleichgerichteten Amplitudenänderungen der Rückkoppelspule aufgenommen. Der Regelverstärker arbeitet mit einer Eingangsspannung von annähernd 2 V und einem Querstrom von $\approx$ 1,4 mA. Die Überlastkennung begrenzt in Verbindung mit dem Kollektorstromnachbilder Anschluß 4 den Regelbereich des Regelverstärkers in Abhängigkeit von der internen Spannungsreferenz. Die Nachbildung des Kollektorstroms erfolgt durch ein externes *RC*-Glied am Anschluß 4 und intern festgelegten Schwellspannungen. Bei Vergrößerung der Kapazität (10 nF) vergrößert sich der größtmögliche Kollektrostrom des Schalttransistors (Umkehrpunkt). Damit ist der gewünschte Regelbereich festgelegt. Der Regelumfang liegt zwischen einer auf 2 V geklemmten Gleichspannung und einer sägezahnförmig ansteigenden Wechselspannung, die sich bis auf eine maximale Amplitude von 4 V (Referenzspannung) verändern kann. Bei sekundärer Lastminderung bis etwa 20 Watt wird die Schaltfrequenz erhöht ($\approx$ 50 kHz) mit fast konstantem Tastverhältnis (1:3). Bei weiterer sekundärer Lastverkleinerung bis etwa 1 Watt ändert sich neben der Schaltfrequenz ($\approx$ 70 kHz) zusätzlich das Tastverhältnis auf ca. 1:11. Gleichzeitig nimmt der Kollektorspitzenstrom auf ≤ 1 A ab.

Im Trigger werden die Ausgangspegel des Regelverstärkers, der Überlastkennung und des Kollektorstromnachbilders verglichen und an die Steuerlogik weitergegeben. Mit Anschluß 5 besteht eine zusätzliche Blockiermöglichkeit. Bei Spannungen am Anschluß 5 von

$\leq \frac{U_{REF}}{2} - 0{,}1$ V wird der Ausgang Anschluß 8 gesperrt.

In Abhängigkeit von der Anlaufschaltung, der Nulldurchgangsidentifikation und der Freigabe durch den Trigger werden in der Steuerlogik „Flipflops" gesetzt, die den Basisstromverstärker und den Basisstromabschalter steuern. Der Basisstromverstärker gibt den sägezahnförmigen U_4-Spannungsverlauf an den Ausgang Anschluß 8 weiter. Zwischen Anschluß 8 und Anschluß 7 wurde eine Stromgegenkopplung mit einem externen Widerstand ($R = 0{,}68\ \Omega$) eingeführt. Der Widerstandswert bestimmt die maximale Amplitude des Basisansteuerstroms für den Schalttransistor.

III. Schutzbetrieb

Der Basisstromabschalter, durch die Steuerlogik veranlaßt, klemmt den Ausgang Anschluß 7 auf 1,6 V und sperrt somit die Ansteuerung des Schalttransistors. Diese Schutzmaßnahme wird ausgelöst, wenn entweder die Speisespannung am Anschluß 9 einen Wert $\leq 6{,}7$ V annimmt oder wenn am Anschluß 5 Spannungen $\leq \frac{U_{REF}}{2} - 0{,}1$ V auftreten. Bei Kurzschluß der sekundären Wicklungen des Schaltnetzteiles regelt die IC auf einen sich wiederholenden Abfrage-Zustand hin. Bei sekundär völlig lastfreiem Betrieb wird die IC auf ein kleines Tastverhältnis gesetzt. Die Gesamtleistungsaufnahme des Schaltnetzteils wird somit in beiden Betriebszuständen auf $N = 6 \ldots 10$ Watt gehalten. Nach dem Sperren des Ausgangs, das bei einer Speisespannung von $\leq 6{,}7$ V erfolgt, wird bei weiterem Verkleinern um $\Delta U_9 = 0{,}6$ V die Referenzspannung (4 V) abgeschaltet.

Schutzbetrieb im Störfall an Anschluß 5

Zum Schutz gegen Störungen wie primäre Unterspannungen und/oder sekundäre Überspannung (z. B. durch Parameteränderungen von Bauelementen des Schaltnetzteils) können Anwendungen folgender Art realisiert werden:

- **Schutzbetrieb mit periodischer Abfrage**

  Im Störfall werden durch Unterbreiten der Schutzschwelle U_5 von typisch $U_{1/2}$ die Ausgangsimpulse an Anschl. 8 gesperrt und die IC klemmt Anschl. 5 intern über typisch 300 Ω gegen Masse. Die Stromaufnahme der IC reduziert sich ($I_9 \geq 14$ mA bei $U_9 = 10$ V)

  Bei entsprechend **hochohmigem** Anlaufwiderstand* sinkt dann die Versorgungsspannung U_9 unter die minimale Abschaltschwelle (5,7 V) für die Referenzspannung U_1. Als Folge wird U_1 abgeschaltet und die Klemmung an Anschl. 5 aufgehoben.

  Wegen der nochmals reduzierten Stromaufnahme der IC ($I_9 \leq 3{,}2$ mA bei $U_9 \leq 10$ V) kann die Versorgungsspannung wieder bis zur Einschaltschwelle $U_9 \geq 12{,}3$ V ansteigen, die Schutzschwelle an Anschl. 5 wird freigegeben und das Schaltnetzteil versucht einzuschalten.

  Bei noch oder wieder anliegendem Störfall ($U_5 \leq U_{1/2} - 0{,}1$ V) wird das Einschalten durch obigen periodischen Schutzbetrieb unterbrochen, d. h. Anschl. 8 sperrt, Anschl. 5 klemmt, U_9 sinkt usw.

* in Anwendungsschaltung 1 10 kΩ/3 W

● **Schutzbetrieb mit Fangschaltung**

Der Anlaufwiderstand an Anschl. 9 wird so niederohmig gewählt, daß im Störfall U_9 nicht die maximale Abschaltschwelle (7,5 V) für U_1 unterschreitet. Die Klemmung von Anschl. 5 bleibt erhalten, da U_1 nicht ausgeschaltet wurde. Eine einmalige Störung wird somit eingefangen und ein Wieder-Einschalten des Schaltnetzteils ist z. B. erst nach manuellem Abschalten der Versorgungsspannung möglich (Netzschalter).

Bei der Dimensionierung des Anlaufwiderstandes ist zu beachten, daß sich im Schutzbetrieb die Stromaufnahme auf $I_9 \leq 28$ mA bei $U_9 = 10$ V reduziert.

IV. Einschalten im Weitbereich (AC 90 V bis AC 270 V)-Netzteil (Anwendungsschaltung 2)

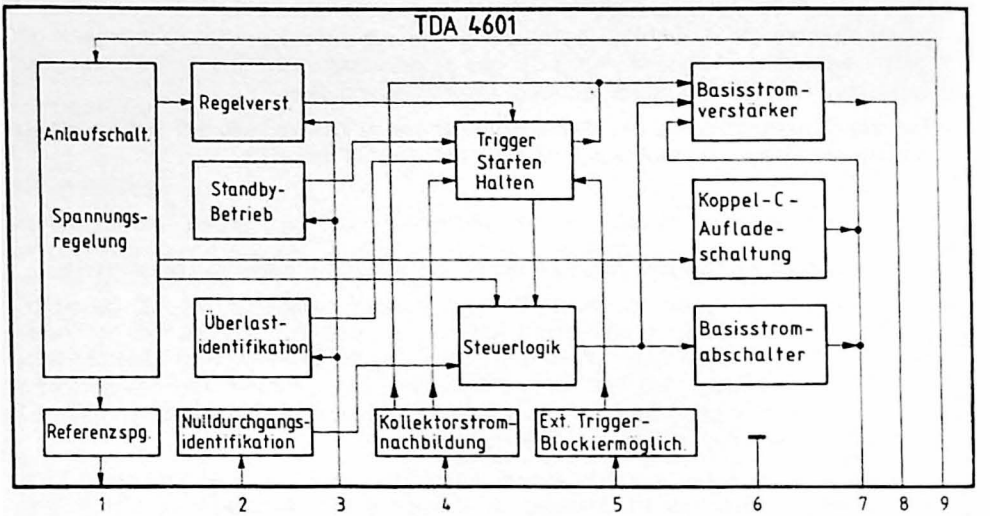
Freischwingende Sperrwandler als Weitbereich-Netzteile benötigen eine von der gleichgerichteten Netzspannung unabhängige Stromversorgung der TDA 4601, weshalb der Wickelsinn der Wicklung 11/13 der Sekundärseite des Sperrwandlertrafos entspricht. Das Einschalten wird dadurch erschwert, daß die TDA 4601 solange durch die Anlaufschaltung versorgt werden muß, bis die gesamte Last-Sekundärseite aufgeladen ist. Dies führt vor allem bei niedriger Netzspannung zu langen Einschaltzeiten.

Bei Verwendung der Anlaufsonderschaltung (gestrichelt gezeichnet) wird diese Zeit verkürzt. Die ungeregelte Phase der Rückkoppel-Regelwicklung 15/9 wird dabei als Einschalthilfe verwendet. Der Transistor T1 sperrt nach dem Einschalten, wenn die Wicklung 11/13 die Stromversorgung der TDA 4601 übernommen hat, so daß eine Beeinflußung des Regelkreises während des Betriebs ausgeschlossen ist.

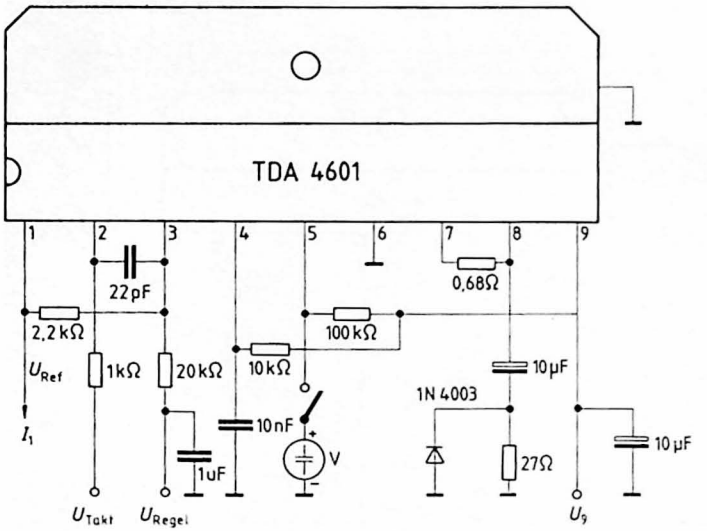
Anschlußbelegung

Anschluß-Nr.	Funktion
1	U_{REF}-Ausgang
2	Nulldurchgangsidentifikation
3	Eingang Regelverstärker, Überlastverstärker
4	Kollektorstromnachbildung
5	Anschlußmöglichkeit für zusätzliche Schutzschaltung
6	Masse (starr mit Insel verbunden)
7	Gleichspannungsausgang zur Ladung des Koppelkondensators
8	Impulsausgang – Ansteuerung des Schalttransistors
9	Stromversorgung

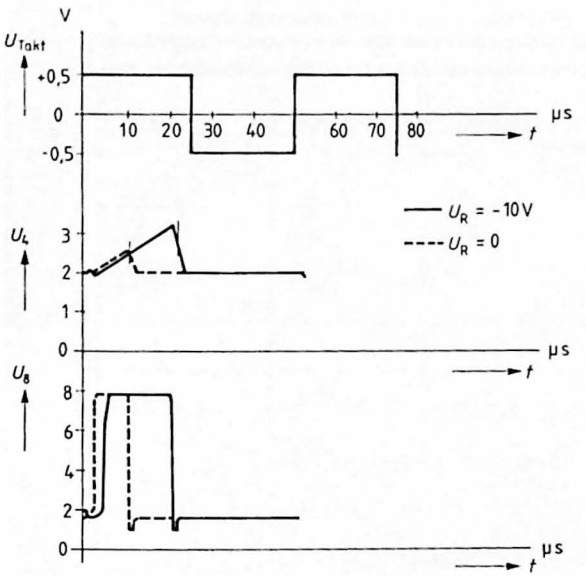
Blockschaltbild



Prüf- und Meßschaltung 1

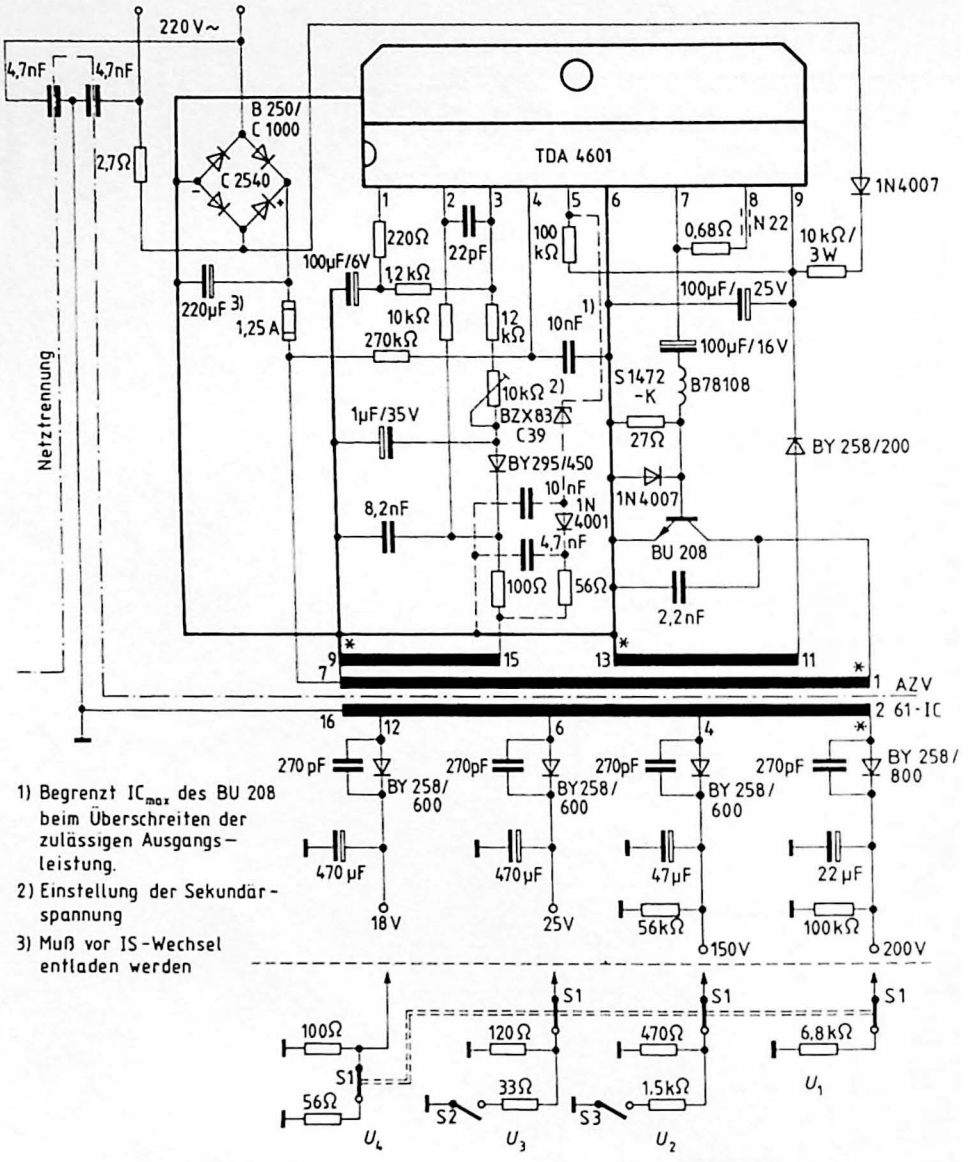


Meßdiagramm: Überlastbetrieb



Prüf- und Meßschaltung 2

Anwendungsschaltung 1

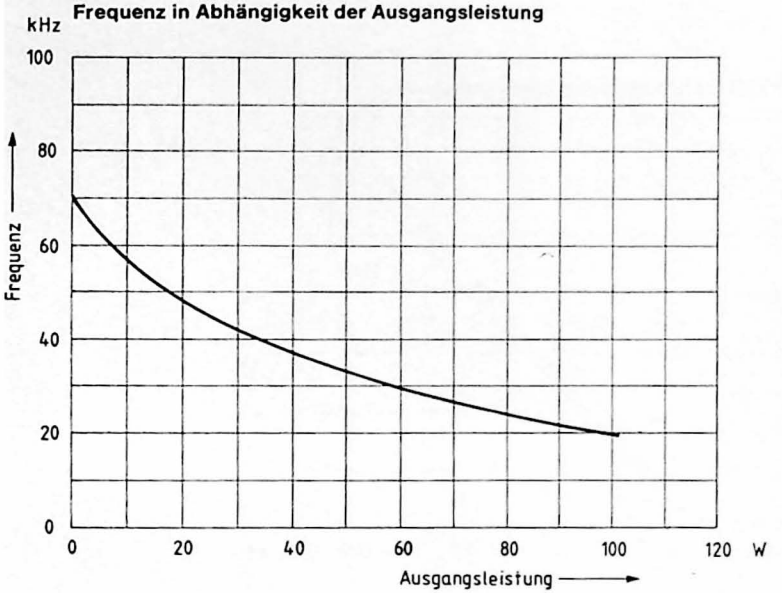


1) Begrenzt IC_{max} des BU 208 beim Überschreiten der zulässigen Ausgangsleistung.
2) Einstellung der Sekundärspannung
3) Muß vor IS-Wechsel entladen werden

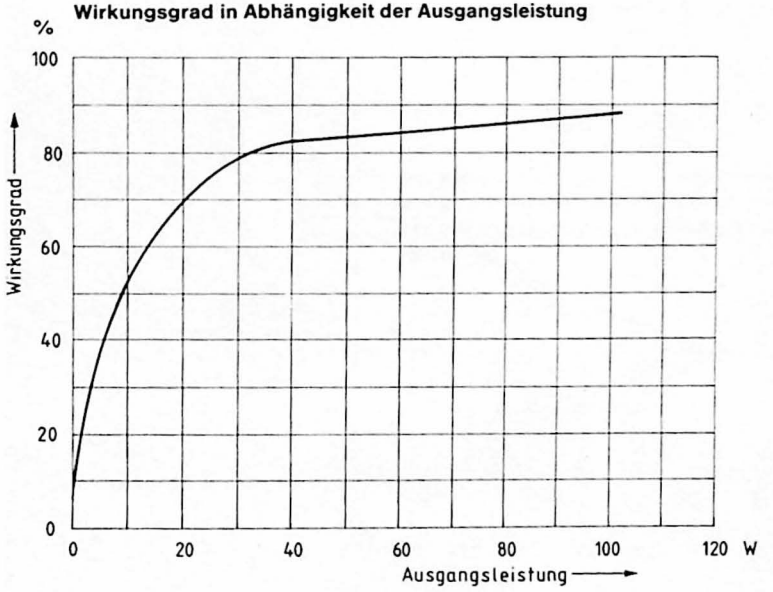
— — — Schutzschaltung gegen Ansteigen der Sekundärspannung im Störfall

Zusätze zur Prüf- und Meßschaltung 2

Frequenz in Abhängigkeit der Ausgangsleistung

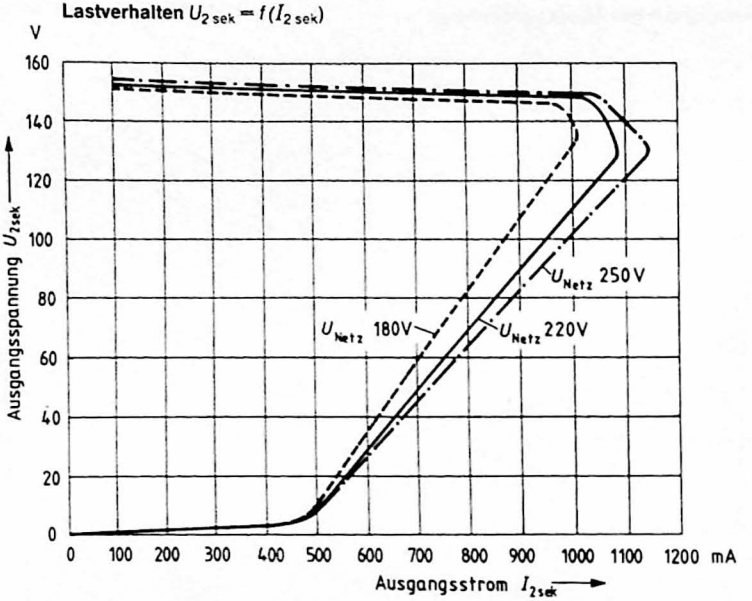


Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung

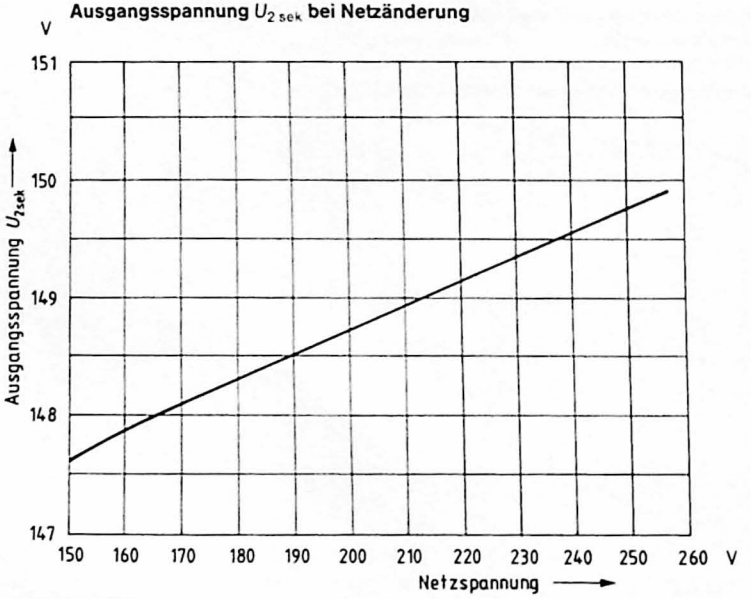


Zusätze zur Prüf- und Meßschaltung 2

Lastverhalten $U_{2\,sek} = f(I_{2\,sek})$

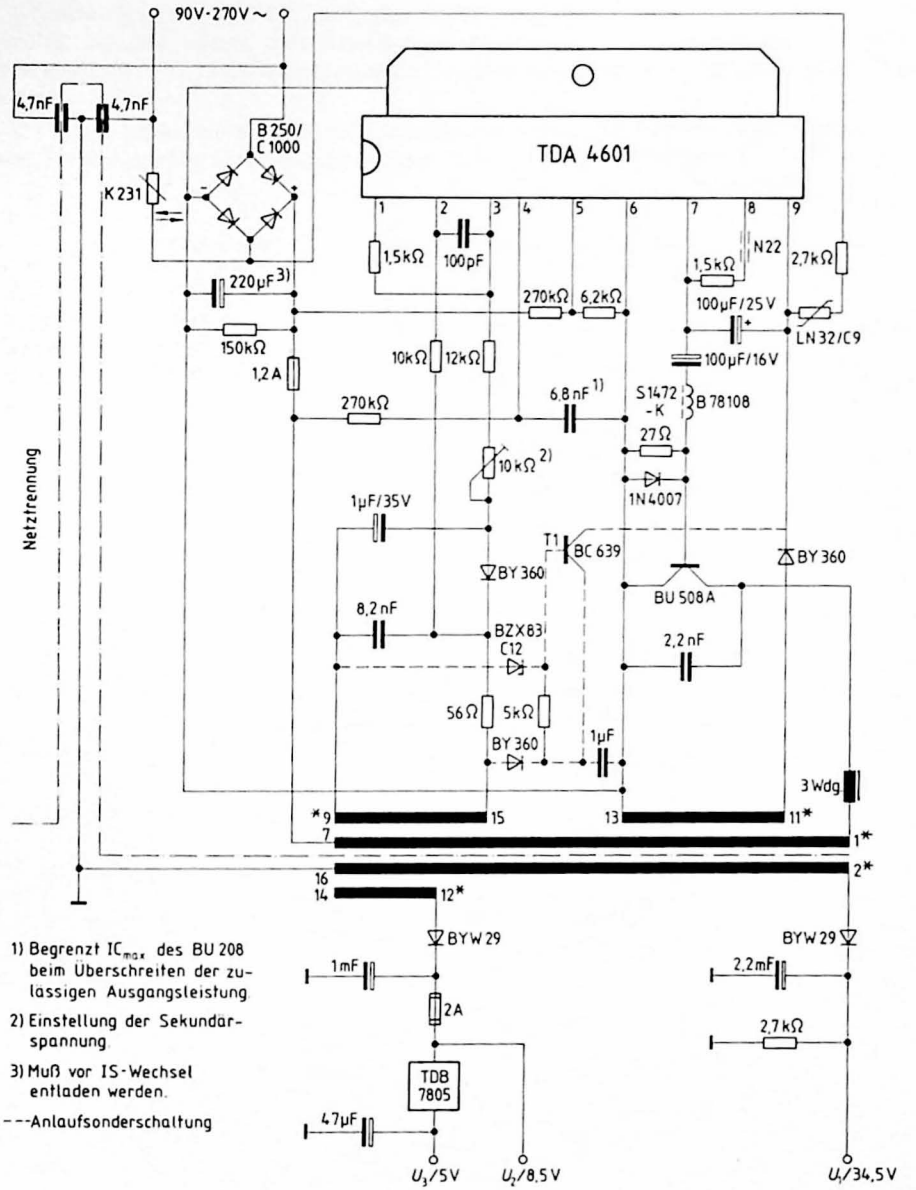


Ausgangsspannung $U_{2\,sek}$ bei Netzänderung



Anwendungsschaltung 2

Weitbereich von AC 90 V bis AC 270 V



1) Begrenzt IC_{max} des BU 208 beim Überschreiten der zulässigen Ausgangsleistung.

2) Einstellung der Sekundärspannung.

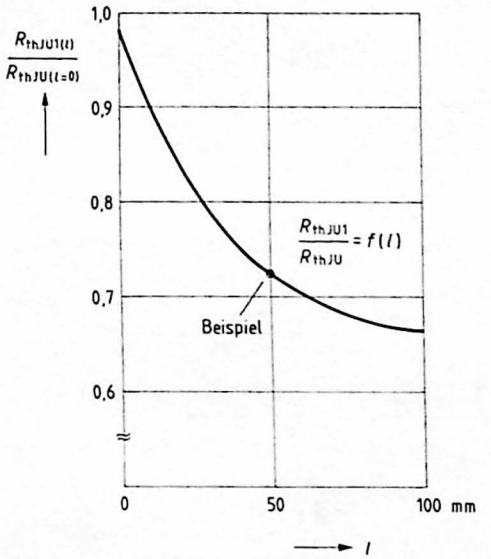
3) Muß vor IS-Wechsel entladen werden.

---Anlaufsonderschaltung

Wärmewiderstand (nur gültig für TDA 4601 D)

Umgebungsbezogener Wärmewiderstand $R_{th\ JU1}$ (normiert) als Funktion der Seitenlänge l einer quadratischen kupferkaschierten Kühlfläche (35 µm Kupferauflage)

$R_{th\ JU}$ ($l = 0$) = 60 K/W
$T_U \leq 70$ °C
$P_v = 1$ W
Platine senkrecht
Schaltkreis senkrecht
ruhende Luft



Integrierte Steuerschaltungen für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)

Die SNT-IC-Familie TDA 47 umfaßt vier Grundtypen, die je nach Anwendung eine optimale Anpassung an das jeweils gewünschte SNT-Konzept bieten. Sie enthalten alle die wichtigsten Grundfunktionen, die für moderne SNT heute Grundvoraussetzung sind, wie Vorsteuerung, weicher Ablauf, dynamische Strombegrenzung, Fehlerkomparatoren, Referenzspannungsquelle, IC-Unterspannungsabschaltung und Gegentaktausgänge mit offenem Kollektor.

TDA 4714 A; B ist die wirtschaftlichste Ausführung. TDA 4700; A ist die Ausführung mit dem größten Funktionsumfang. Folgende Temperaturbereiche sind lieferbar:

Typ	Gehäuse	Umgebungstemperaturbereich
TDA 4700	DIC 24	−25 °C bis 85 °C
TDA 4700 A	DIP 24	0 °C bis 70 °C
TDA 4718	DIC 18	−25 °C bis 85 °C
TDA 4718 A	DIP 18	0 °C bis 70 °C
TDA 4716 A	DIP 16	0 °C bis 70 °C
TDA 4716 B	DIP 16	−25 °C bis 85 °C
TDA 4714 A	DIP 14	0 °C bis 70 °C
TDA 4714 B	DIP 14	−25 °C bis 85 °C

Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)

TDA 4700
TDA 4700 A

Bipolare Schaltung

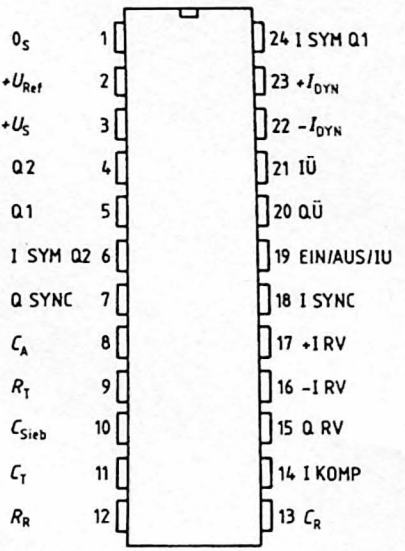
Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TDA 4700	Q67000-Y595	DIC 24	17
TDA 4700 A	Q67000-Y594	DIP 24	16

Dieser universell anwendbare Schaltnetzteilsteuerbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

Unsere SNT-ICs bieten neben einer merklichen Reduzierung des Bauteileaufwandes eine Vielzahl von Vorteilen:

- Vorsteuerung (Netzbrumm-Unterdrückung)
- Symmetrieeingänge für Gegentaktwandler
- Dynamische Ausgangsstrombegrenzung
- Überspannungsschutz
- Unterspannungsschutz
- Weicher Anlauf
- Doppelpulsunterdrückung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschl. Nr.	Funktion
1	0_S
2	Referenzspannung U_{REF}
3	Versorgungsspannung U_S
4	Ausgang Q2
5	Ausgang Q1
6	Symmetrie Q2
7	Synchron-Ausgang Q
8	weicher Anlauf C_A
9	VCO R_T
10	Kapazität C_{Sieb}
11	VCO C_T
12	Rampengenerator R_R
13	Rampengenerator C_R
14	Eingang Komparator
15	Ausgang Regelverstärker
16	Eingang Regelverstärker (−)
17	Eingang Regelverstärker (+)
18	Synchroneingang
19	Ein/Aus, Unterspannung
20	Ausgang Überspannung
21	Eingang Überspannung
22	Dyn. Strombegrenzung (−)
23	Dyn. Strombegrenzung (+)
24	Symmetrie Q1

Schaltungsbeschreibung

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Die Oszillatorfrequenz ist um ihren Nennwert veränderbar durch Variation der Spannung an C_{Sieb}. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. **Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung).**

Phasenkomparator

Falls der Baustein ohne Fremdsynchronisation betrieben wird, muß der Synchron-Eingang mit dem Synchron-Ausgang verbunden werden, damit der Phasenkomparator die Nennspannung an C_{Sieb} einstellt. Der VCO schwingt dann mit Nennfrequenz. Bei Fremdsynchronisation können mit dem Synchron-Ausgang andere Bausteine synchronisiert werden. **Mit dem Synchron-Eingang kann der Baustein frequenz-, aber nicht phasensynchronisiert werden.** Das Tastverhältnis der Rechteckspannung am Synchron-Eingang darf beliebig sein. Die beste Stabilität in bezug auf kleinen Phasen- und Frequenzstörhub wird mit einem Tastverhältnis, wie es der Synchron-Ausgang anbietet, erreicht.

Gegentakt Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K2

Die beiden Pluseingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Pluspegel mit dem Pegel des Minuseingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Pluspegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die Low-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Regelverstärker K1

Bei K1 handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Regelverstärker. Er kann dazu benützt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Pluseingang des Komparators K2 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt. Der Gleichtaktbereich von K1 reicht von 0 V bis +5 V.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K7 oder bei Abschaltsignal von K2 die Ausgänge ab.

Komparator K3

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazitt C_A (und auch an K2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten max. Wert begrenzen.

Komparator K4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Pluseingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich 0 V. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren, und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K5, K6, K8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet. Der Ausgang von K5 kann auf den Eingang zurückgeführt werden. Als Folge wird nach Wegfall der Überspannung nicht wieder eingeschaltet. Die Überspannungsankopplung muß dann aber hochohmig durchgeführt werden.

Komparator K 7

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K 7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Symmetrie

Bei Gegentaktwandlern muß die Sättigung des Transformatorkerns verhindert werden. Mit einer externen Schaltung läßt sich der Sättigungsgrad des Transformators bestimmen, und in Abhängigkeit davon können an den Symmetrieeingängen die Aktivzeiten der Ausgänge unsymmetrisch verkürzt werden.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale Low-Zeit beträgt 0,7 V.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

		Bemerkung	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		−0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	U_Q	Q1, Q2 high	−0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	I_Q	Q1, Q2 low		70	mA
Symmetrie 1, 2	U_{SYM}		−0,3	33	V
Synchron Ausgang	$U_{SYNC\,Q}$	SYNC Q high	−0,3	7	V
	$I_{SYNC\,Q}$	SYNC Q low	0	10	mA
Synchron Eingang	$U_{SYNC\,I}$		−0,3	33	V
Eingang C_{Sieb}	$U_{I\,CS}$		−0,3	7	V
Eingang R_T	$U_{I\,RT}$		−0,3	7	V
Eingang C_T	$U_{I\,CT}$		−0,3	7	V
Eingang R_R	$U_{I\,RR}$		−0,3	7	V
Eingang C_R	$I_{I\,CR}$		−10	10	mA
Eingang Komparator					
K2, K5, K6, K7	$U_{I\,K}$		−0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{Q\,K5}$		−0,3	33	V
Eingang Regelverstärker	$U_{I\,RV}$		−0,3	33	V
Ausgang Regelverstärker	$U_{Q\,RV}$		−0,3	U_S −1	V
				max. 7	V
Referenzspannungsanschluß	U_{REF}		−0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	$U_{I\,CA}$		−0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_s		−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)					
TDA 4700	$R_{th\,SU}$			65	K/W
TDA 4700 A	$R_{th\,SU}$			65	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S		10,5	30	V
Umgebungstemperatur im Betrieb					
TDA 4700	T_U		−25	85	°C
TDA 4700 A	T_U		0	70	°C
VCO-Frequenz	f		40	250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}		40	250000	Hz

Kenndaten $U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25$ bis 85 °C		Prüf-bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme	I_S	$C_T = 1$ nF, $f_{VCO} = 100$ kHz	8		20	mA
Referenz						
Referenzspannung	U_{REF}	$0\,mA < I_{REF} < 5\,mA$	2,35	2,5	2,65	V
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	14 V ± 20%		8		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	25 V ± 20%		15		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	$0\,mA < I_{REF} < 5\,mA$			15*)	mV
Temperaturkoeffizient	TK			0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}			10		mA
Oszillator (VCO)						
Frequenzbereich	f_{VCO}		40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	14 V ± 20%		0,5		%
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	25 V ± 20%	−1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$	$\Delta R_T = 0$, $\Delta C_T = 0$	−7		7	%
Fallzeit Sägezahn	t	$C_T = 1$ nF		1		µs
	t	$C_T = 10$ nF		10		µs
Beschaltung	C_T		0,82		47	nF
VCO	R_T		5		700	kΩ
Rampengenerator						
Frequenzbereich	f		40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}		0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}			1/4		
Synchronisation						
Synchron Ausgang	U_{QH}	$I_{QH} = -200$ µA	4			V
	U_{QL}	$I_{QL} = 1{,}6$ mA			0,4	V
Synchron Eingang	U_{IH}		2			V
	U_{IL}				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				5	µA
Komparator K 2						
Eingangsstrom	$-I_{IK2}$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{AUS}				500	ns
Eingangsspannung	U_{IK2}	für Tastverhältnis $\nu = 0$		1,8		V
	U_{IK2}	$\nu = \max$		5		V
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		5,5	V

*) Bei T_U 0 °C bis 70 °C verringert sich der Wert auf max. 5 mV

2) siehe Seite 219

Kenndaten $U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25$ °C bis 85 °C		Prüf-bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Weicher Anlauf K 3, K 4						
Ladestrom für C_A	I_{LCA}			6		µA
Entladestrom für C_A	I_{ECA}			2		µA
obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}			5		V
Schaltspannung K4	U_{K4}			1,5		V
Regelverstärker						
Leerlaufverstärkung	V_U		60	80		dB
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Temperaturkoeffizient von U_{EOS}	TK		−30		30	µV/K
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		5	V
Ausgangsstrom	I_Q		−3		1,5	mA
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U/\Delta t$			1		V/µs
Transitfrequenz	f_T			3		MHz
Phase bei f_T	φ_T			120		Grad
Ausgangsspannung	$U_{QH/L}$	$-3\text{ mA} < I < 1{,}5\text{ mA}$	1,5		5,5	V
Symmetrie						
Eingangsspannung	U_{IH}		2,0			V
	U_{IL}				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausgangsstufen Q 1, Q 2						
Ausgangsspannung	U_{QH}				30	V
	U_{QL}	$I_Q = 20$ mA			1,1	V
Ausgangsrestrom	I_Q	$U_{QH} = 30$ V			2	µA
EIN, AUS, Unterspannung K 6						
Schaltspannung	U		$U_{REF} - 30$mV		$U_{REF} + 30$mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t			50		ns

1) siehe Seite 219

Kenndaten U_S = 11 bis 30 V, T_U = −25°C bis 85 °C		Prüf-bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Dynamische Strombegrenzung K 7						
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2]	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[2]	t			50		ns
Überspannung K 5						
Schaltspannung	U		U_{REF} − 30mV		U_{REF} + 30mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausgangsstrom	$-I_Q$	U_{QHmin} = 5 V	0		200	µA
Ausschaltverzögerung[1]	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1]	t			50		ns
Versorgungsunterspannung						
Einschaltschwelle für U_S	U_S		8,8		11	V
steigend		0°C < T_U < 70 °C			10,5	V
Abschaltschwelle für U_S	U_S		8,5		10,5	V
fallend		0°C < T_U < 70 °C			10	V
Eingang C_{Sieb}						
Nennspannung für Nennfrequenz	U_{NCS}			4		V
Frequenz angenähert proportional der Spannung im Bereich	U_{NCS}		3		5	V
Spannung bei offenem Sync-Eingang	U_{CS}			1,6		V

1) Am Eingang Sprungfunktion U_{REF} −100 mV ⌐→ U_{REF} +100 mV
2) Am Eingang Sprungfunktion ΔU = −100 mV ⌐→ ΔU = +100 mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \leq C_T$

2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T

3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R

4) Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A

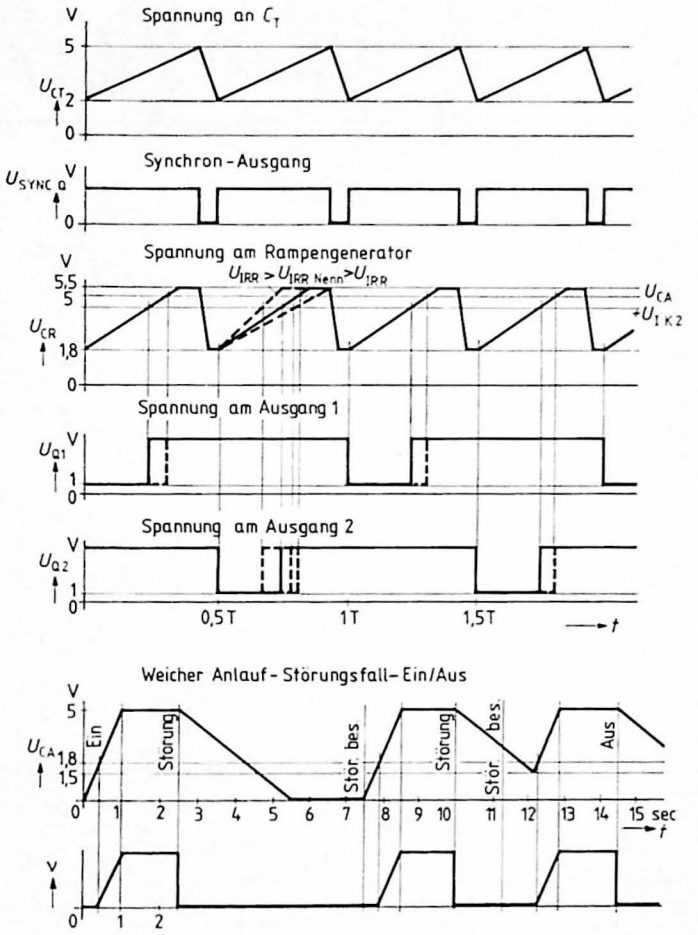
5) Bei freilaufendem VCO: Sync-Ausgang mit Sync-Eingang verbinden

6) Beschalten des Regelverstärkers entsprechend den dynamischen Erfordernissen und Verbinden seines Ausgangs mit dem freien Eingang von K 2

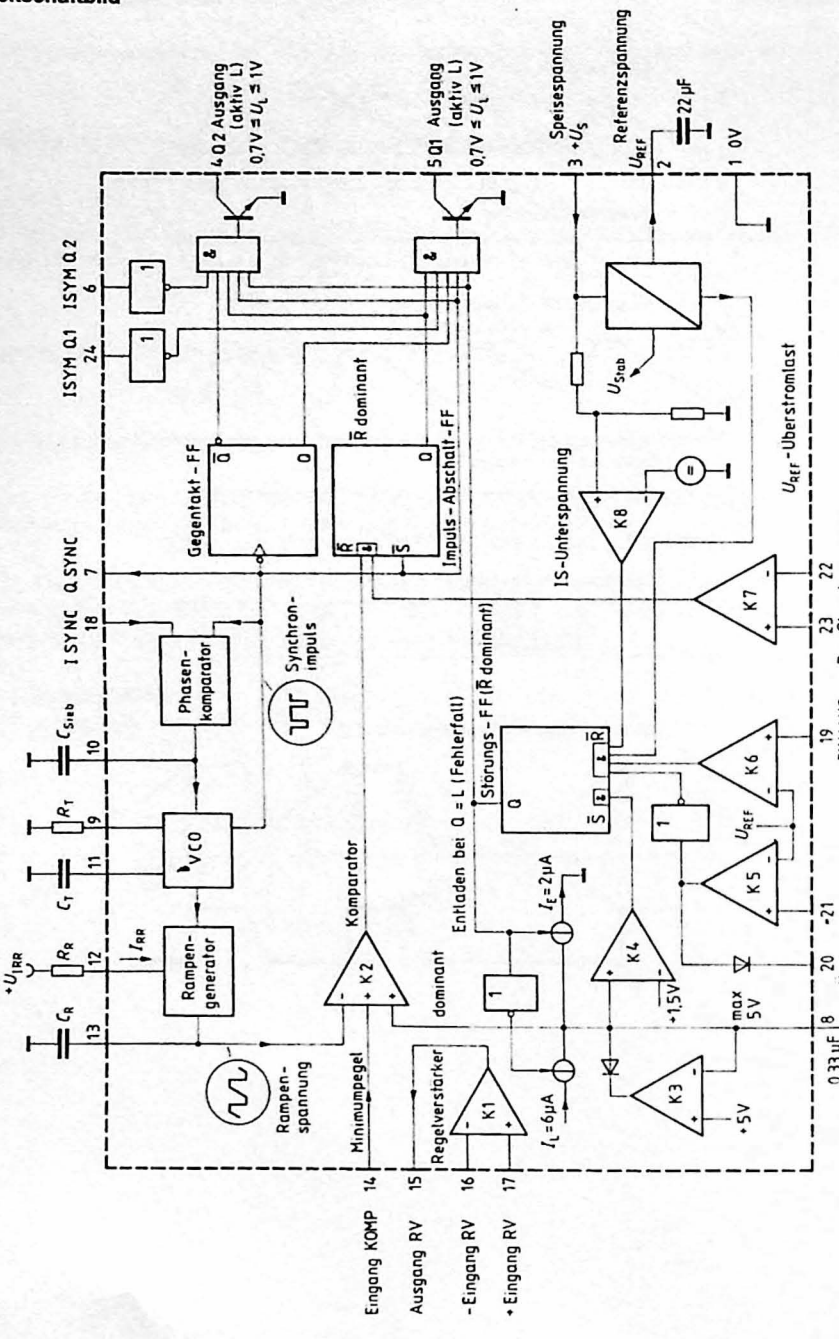
7) Die Kapazität C_{Sieb} ist im freilaufenden Betrieb (Sync-Ein mit Sync-Aus verbunden) nicht notwendig. Bei Fremdsynchronisation richtet sich der Wert nach der gewählten Arbeitsfrequenz und dem geforderten maximalen Phasenstörhub.

VCO-Nennfrequenz:	100 kHz	50 Hz
C_{Sieb} günstig:	10 nF	1 µF

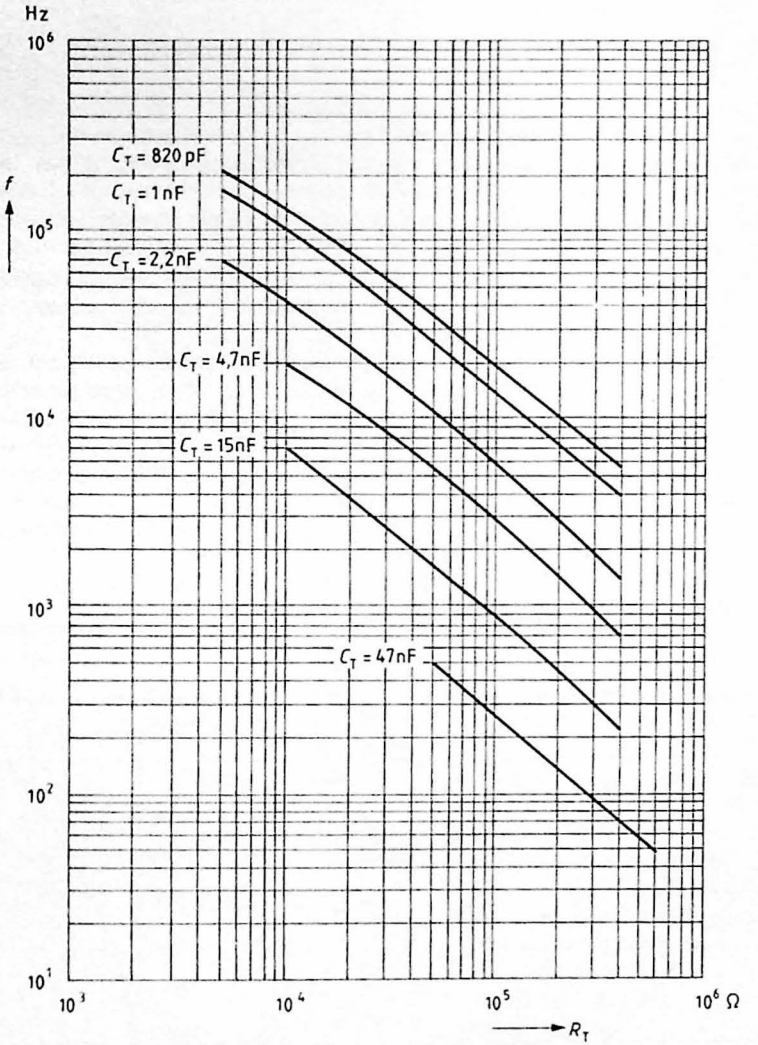
Impulsdiagramm



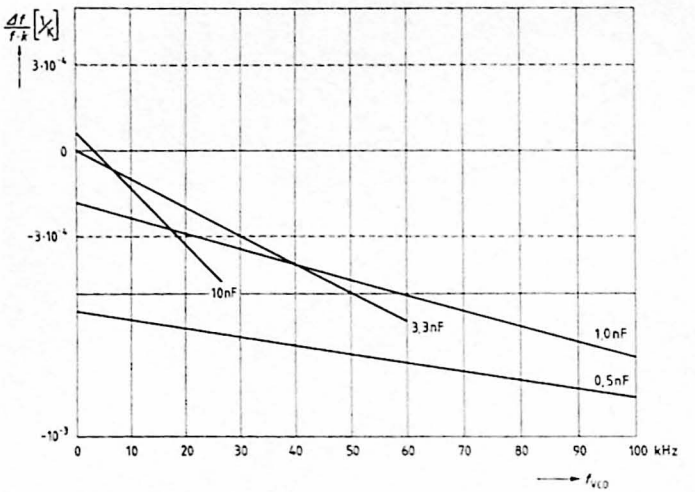
Blockschaltbild



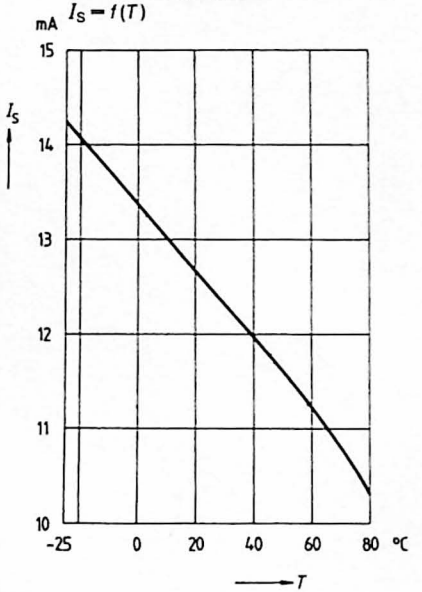
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T



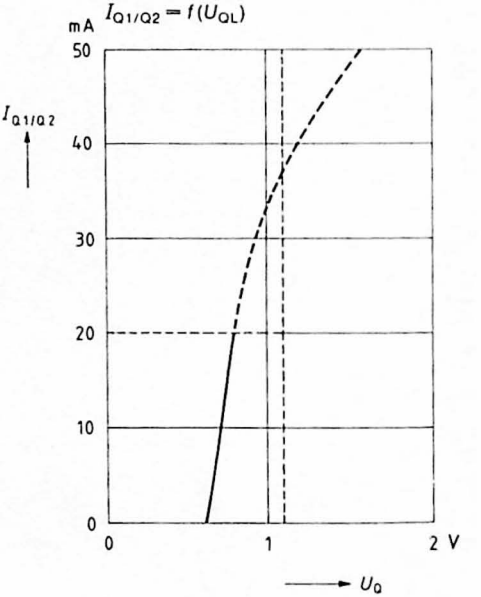
Temperaturgang VCO
$U_S = 12\,V$, $\nu = max$
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K}\left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)

TDA 4718
TDA 4718 A

Bipolare Schaltung

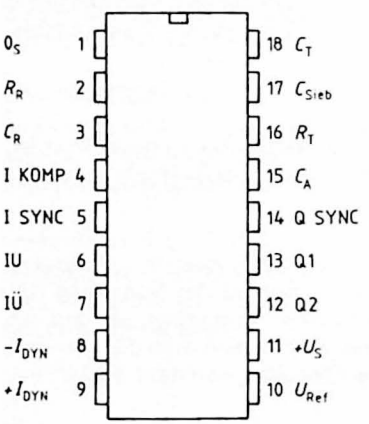
Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TDA 4718	Q67000-Y638	DIC 18	13
TDA 4718 A	Q67000-Y639	DIP 18	14

Diese 18polige Schaltnetzteilsteuerschaltung beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal- und Halbbrückenschaltungen benötigt werden. Neben den Steuerfunktionen enthält der Schaltkreis Operationsverstärker, die im elektrischen Betrieb Fehler erkennen und entsprechende Schutzfunktionen auslösen.

Eine PLL-Schaltung zur Synchronisation zählt neben den folgenden Einzelheiten zu den besonderen Vorzügen dieses komfortablen Schaltkreises:

- Vorsteuerung (Netzbrummunterdrückung)
- Gegentaktausgänge
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- Unterspannungsschutz
- Weicher Anlauf
- Doppelpulsunterdrückung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschl. Nr.	Funktion
1	0_S
2	Rampengenerator R_R
3	Rampengenerator C_R
4	+ Eingang Komparator K 2
5	Synchroneingang
6	Eingang Unterspannung, Ein/Aus
7	Eingang Überspannung
8	Eingang dyn. Strombegrenzung (−)
9	Eingang dyn. Strombegrenzung (+)
10	Referenzspannung U_{REF}
11	Speisespannung U_S
12	Ausgang Q2
13	Ausgang Q1
14	Synchronausgang
15	Weicher Anlauf
16	VCO R_T
17	Kapazität C_{Sieb}
18	VCO C_T

Schaltungsbeschreibung

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Die Oszillatorfrequenz ist um ihren Nennwert veränderbar durch Variation der Spannung an C_{Sieb}. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K 2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. **Diese Steuerungsmöglichkeiten („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung).**

Phasenkomparator

Falls der Baustein ohne Fremdsynchronisation betrieben wird, muß der Synchron-Eingang mit dem Synchron-Ausgang verbunden werden, damit der Phasenkomparator die Nennspannung an C_{Sieb} einstellt. Der VCO schwingt dann mit Nennfrequenz. Bei Fremdsynchronisation können mit dem Synchron-Ausgang andere Bausteine synchronisiert werden. **Mit dem Synchron-Eingang kann der Baustein frequenz-, aber nicht phasensynchronisiert werden.** Das Tastverhältnis der Rechteckspannung am Synchron-Eingang darf beliebig sein. Die beste Stabilität in bezug auf kleinen Phasen- und Frequenzstörhub wird mit einem Tastverhältnis, wie es der Synchron-Ausgang anbietet, erreicht.

Gegentakt Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K 2

Die beiden Pluseingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Pluspegel mit dem Pegel des Minuseingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Pluspegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die Low-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K 7 oder bei Abschaltsignal von K 2 die Ausgänge ab.

Komparator K 3

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazität C_A (und auch an K2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten max. Wert begrenzen.

Komparator K 4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Pluseingängen von K 2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich 0 V. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 Volt aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflop geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren, und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K 5, K 6, K 8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

Komparator K 7

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

		Bemerkung	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		−0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	U_Q	Q1, Q2 high	−0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	I_Q	Q1, Q2 low		70	mA
Synchron Ausgang	$U_{SYNC\,Q}$	SYNC Q high	−0,3	7	V
	$I_{SYNC\,Q}$	SYNC Q low	0	10	mA
Synchron Eingang	$U_{SYNC\,I}$		−0,3	33	V
Eingang C_{Sieb}	U_{ICS}		−0,3	7	V
Eingang R_T	U_{IRT}		−0,3	7	V
Eingang C_T	U_{ICT}		−0,3	7	V
Eingang R_R	U_{IRR}		−0,3	7	V
Eingang C_R	I_{ICR}		−10	10	mA
Eingang Komparator K2, K5, K6, K7	U_{IK}		−0,3	33	V
Ausgang	U_{QK5}		−0,3	33	V
Referenzspannungsanschluß	U_{REF}		−0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	U_{ICA}		−0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_s		−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)					
TDA 4718	$R_{th\,SU}$			70	K/W
TDA 4718 A	$R_{th\,SU}$			60	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S		10,5	30	V
Umgebungstemperatur im Betrieb					
TDA 4718	T_U		−25	85	°C
TDA 4718 A	T_U		0	70	°C
VCO-Frequenz	f		40	250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}		40	250000	Hz

Kenndaten $U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25°C$ bis 85°C		Prüf-bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme	I_S	$C_T = 1$ nF, $f_{VCO} = 100$ kHz	8		20	mA
Referenz						
Referenzspannung	U_{REF}	$0\,mA < I_{REF} < 5\,mA$	2,35	2,5	2,65	V
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	14 V ± 20%		8		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	25 V ± 20%		15		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	$0\,mA < I_{REF} < 5\,mA$			15*)	mV
Temperaturkoeffizient	TK			0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}			10		mA
Oszillator (VCO)						
Frequenzbereich	f_{VCO}		40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	14 V ± 20%		0,5		%
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	25 V ± 20%	−1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$	$\Delta R_T = 0$, $\Delta C_T = 0$	−7		7	%
Fallzeit Sägezahn	t	$C_T = 1$ nF		1		µs
	t	$C_T = 10$ nF		10		µs
Beschaltung	C_T		0,82		47	nF
VCO	R_T		5		700	kΩ

*) Bei T_U 0 °C bis 70 °C verringert sich der Wert auf max. 5 mV

Rampengenerator						
Frequenzbereich	f		40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}		0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}			1/4		
Synchronisation						
Synchron Ausgang	U_{QH}	$I_{QH} = -200$ µA	4			V
	U_{QL}	$I_{QL} = 1{,}6$ mA			0,4	V
Synchron Eingang	U_{IH}		2			V
	U_{IL}				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				5	µA
Komparator K2						
Eingangsstrom	$-I_{IK2}$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{AUS}				500	ns
Eingangsspannung	U_{IK2}	für Tastverhältnis				
		$\nu = 0$		1,8		V
		$\nu =$ max		5		V
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		5,5	V

2) siehe Seite 231

Kenndaten U_S = 11 bis 30 V, T_U = −25 °C bis 85 °C		Prüf-bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Weicher Anlauf K 3, K 4						
Ladestrom für C_A	I_{LCA}			6		µA
Entladestrom für C_A	I_{ECA}			2		µA
obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}			5		V
Schaltspannung K 4	U_{K4}			1,5		V
Ausgangsstufen Q 1, Q 2						
Ausgangsspannung	U_{QH}				30	V
	U_{QL}	I_Q = 20 mA			1,1	V
Ausgangsreststrom	I_Q	U_{QH} = 30 V			2	µA
EIN, AUS, Unterspannung K 6						
Schaltspannung	U		U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	V
Eingangsstrom	$-I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t			50		ns
Dynamische Strombegrenzung K 7						
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[2])	t			50		ns
Überspannung K 5						
Schaltspannung	U		U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Ausschaltverzögerung[1])	t			250		ns
Fehlererkennungszeit[1])	t			50		ns
Versorgungsunterspannung						
Einschaltschwelle für U_S	U_S		8,8		11	V
steigend		0 °C < T_U < 70 °C			10,5	V
Abschaltschwelle für U_S	U_S		8,5		10,5	V
fallend		0 °C < T_U < 70 °C			10	V
Eingang C_{sieb}						
Nennspannung für Nennfrequenz	U_{NCS}			4		V
Frequenz angenähert proportional der Spannung im Bereich	U_{NCS}		3		5	V
Spannung bei offenem Sync-Eingang	U_{CS}			1,6		V

1) Am Eingang Sprungfunktion U_{REF} = −100 mV ⌐→ U_{REF} + 100 mV
2) Am Eingang Sprungfunktion ΔU = −100 mV ⌐→ ΔU = +100 mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \leq C_T$

2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T

3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R

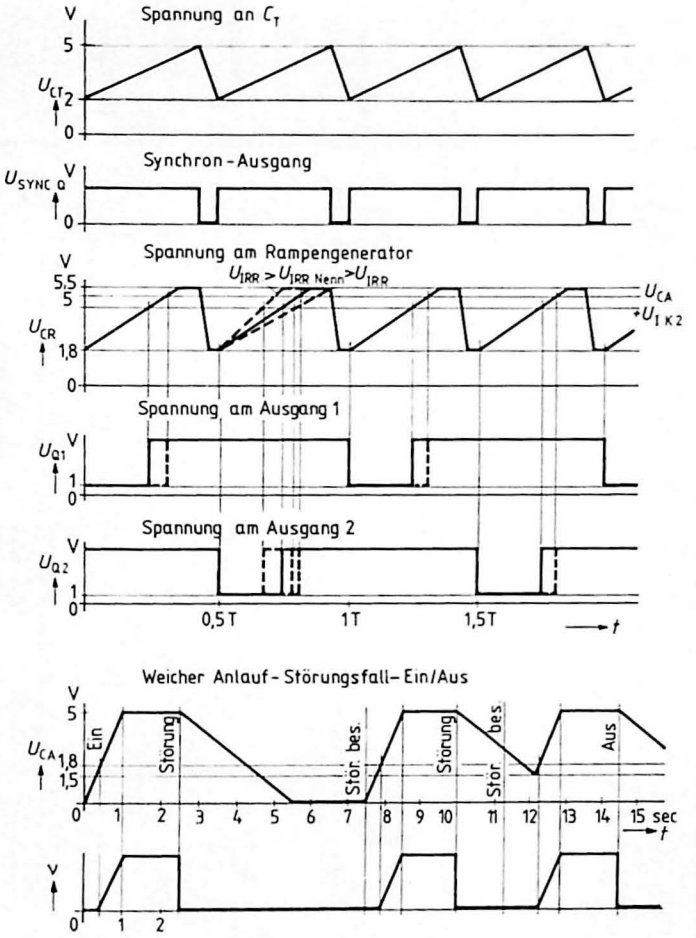
4) Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A

5) Bei freilaufendem VCO: Sync-Ausgang mit Sync-Eingang verbinden

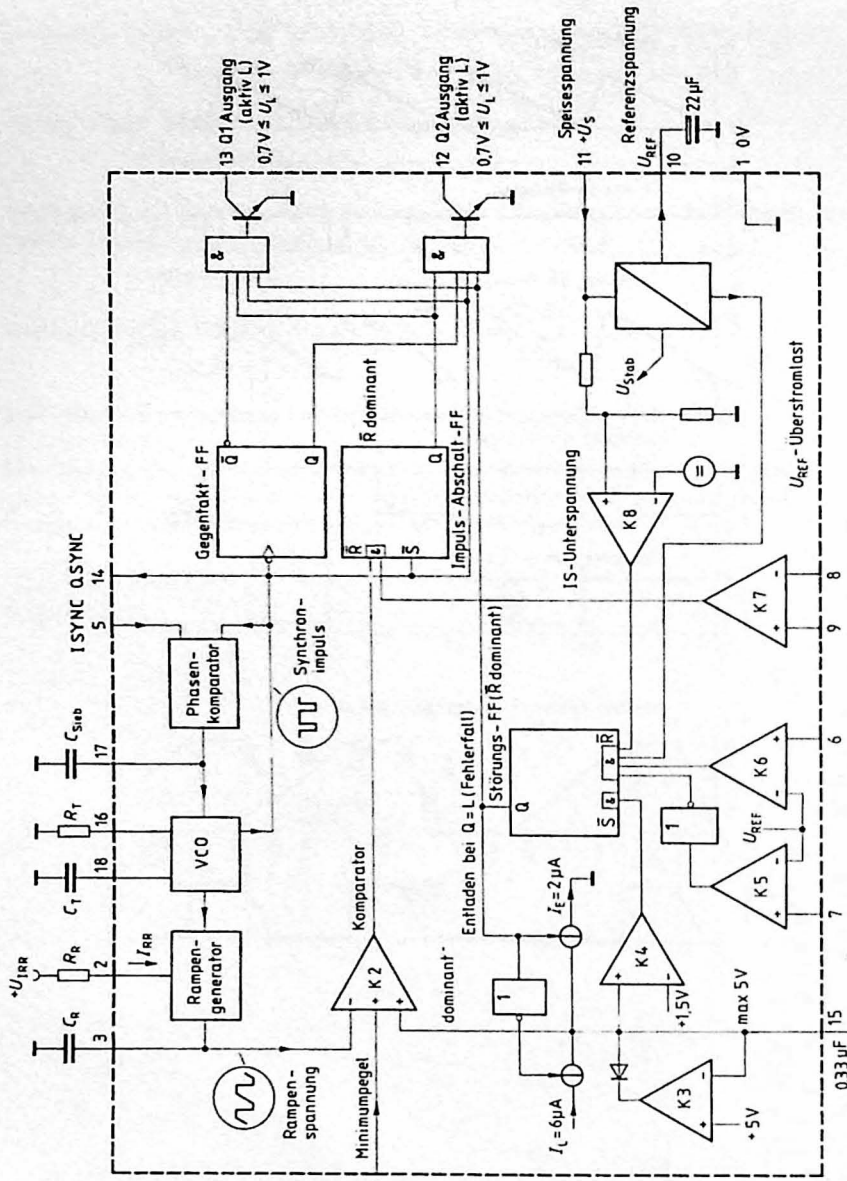
6) Die Kapazität C_{Sieb} ist im freilaufenden Betrieb (Sync-Ein und Sync-Aus verbunden) nicht notwendig. Bei Fremdsynchronisation richtet sich der Wert nach der gewählten Arbeitsfrequenz und dem geforderten maximalen Phasenstörhub.

VCO-Nennfrequenz:	100 kHz	50 Hz
C_{Sieb} günstig:	10 nF	1 µF

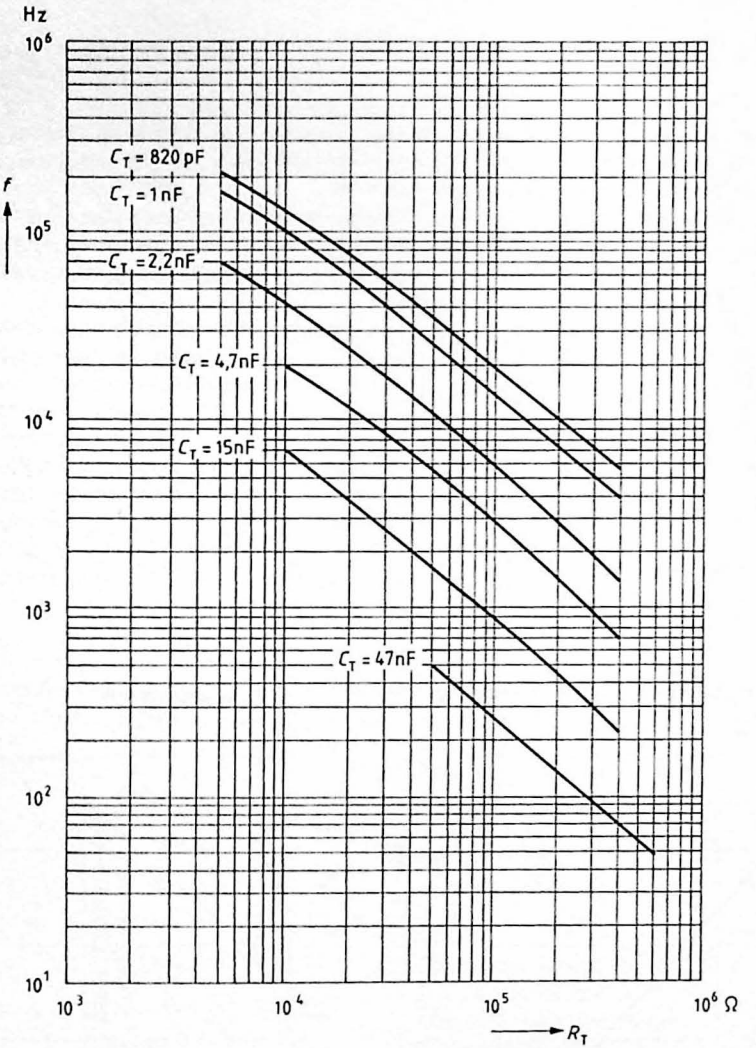
Impulsdiagramm



Blockschaltbild

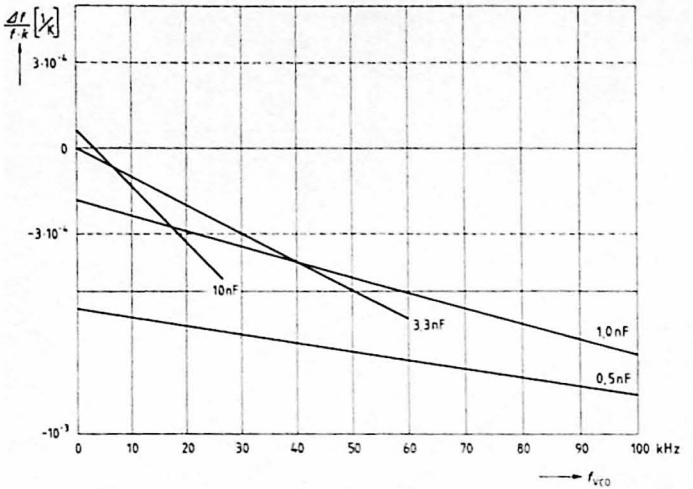


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T

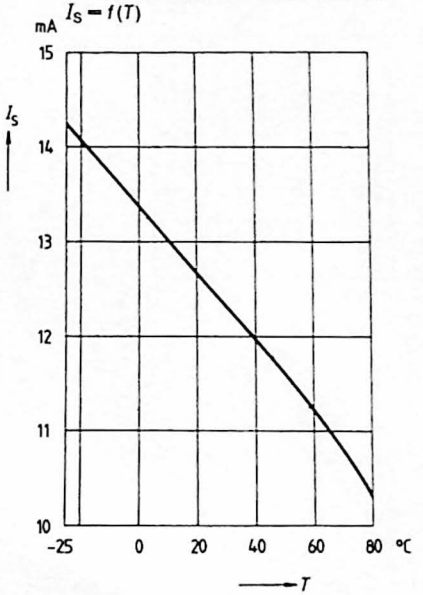


Temperaturgang VCO
$U_S = 12\ V, \nu = max$

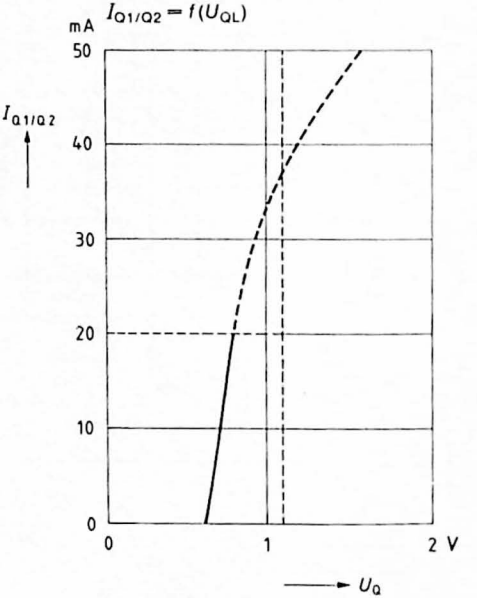
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K} \left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



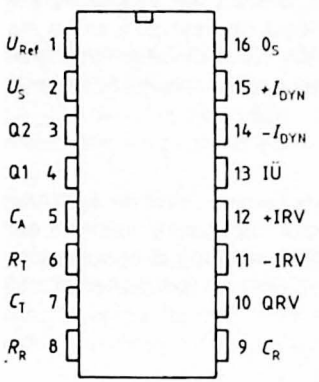
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TDA 4716 A TDA 4716 B	Q67000-Y865 Q67000-Y870	DIP 16	11

Dieser universell anwendbare 16-polige Schaltnetzteilbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

- Gegentaktausgänge (offener Kollektor)
- Doppelpulsunterdrückung
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- IC-Unterspannungsschutz
- Referenzspannungsquelle (± 2% bei TDA 4716 B)
- Referenzüberlastschutz
- Vorsteuerung
- Regelverstärker
- Weicher Anlauf

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschl. Nr.	Funktion
1	Referenzspannung U_{REF}
2	Versorgungsspannung U_S
3	Ausgang Q2
4	Ausgang Q1
5	Weicher Anlauf C_A
6	VCO R_T
7	VCO C_T
8	Rampengenerator R_R
9	Rampengenerator C_R
10	Ausgang Regelverstärker
11	Eingang Regelverstärker (−)
12	Eingang Regelverstärker (+)
13	Eingang Überspannung
14	Dynamische Strombegrenzung (−)
15	Dynamische Strombegrenzung (+)
16	0_S

Schaltungsbeschreibung

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile des Bausteins und ihr Zusammenwirken beschrieben.

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K 2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z.B..Welligkeit der Eingangsspannung).

Gegentakt-Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K 2

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Eingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Plus-Pegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die L-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Regelverstärker K 1

Bei K 1 handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Regelverstärker. Er kann dazu benutzt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Plus-Eingang des Komparators K 2 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt. Der Gleichtaktbereich von K 1 reicht von 0 V bis 5 V.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K 7 oder bei Abschaltsignal von K 2 die Ausgänge ab.

Komparator K 3

K 3 begrenzt die Spannung an der Kapazität C_A (und auch an K 2!) auf maximal 5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen.

Komparator K 4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K 2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich Null Volt. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die maximale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K 5, K 8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

Komparator K 7

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K 7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale L-Spannung beträgt 0,7 V.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	−0,3 bis 33	V
Spannung an Q1, Q2 Q1/2 high	U_Q	−0,3 bis 33	V
Strom an Q1, Q2 Q1/2 low	I_Q	70	mA
Eingang R_T	$U_{I\,RT}$	−0,3 bis 7	V
Eingang C_T	$U_{I\,CT}$	−0,3 bis 7	V
Eingang R_R	$U_{I\,RR}$	−0,3 bis 7	V
Eingang C_R	$I_{I\,RR}$	−10 bis 10	mA
Eingang Komparator K5, K7	$U_{I\,K.5.7}$	−0,3 bis 33	V
Ausgang K5	$U_{Q\,K5}$	−0,3 bis 33	V
Eingang Regelverstärker	$U_{I\,RV}$	−0,3 bis 33	V
Ausgang Regelverstärker	$U_{Q\,RV}$	−0,3 bis U_S −1 jedoch max. 7 V	V
Referenzspannungsanschluß	$U_{Q\,REF}$	−0,3 bis U_{REF}	V
Eingang C_A	$U_{I\,CA}$	−0,3 bis 7	V
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	60	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung TDA 4716 A	U_S	10,5 bis 30	V
TDA 4716 B	U_S	11 bis 30	V
Umgebungstemperatur TDA 4716 A	T_U	0 bis 70	°C
TDA 4716 B	T_U	−25 bis 85	°C
Frequenzbereich	f	40 bis 100000	Hz
VCO-Frequenz	f_{VCO}	40 bis 250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}	40 bis 250000	Hz

Kenndaten

		TDA 4716 A			TDA 4716 B			
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	10,5		30	11		30	V
Umgebungstemperatur	T_U	0		70	−25		85	°C
Stromaufnahme $C_T = 1$ nF $f_{VCO} = 100$ kHz	I_S	8		16	8		20	mA
Referenz								
Referenzspannung 0 mA < I_{REF} < 5 mA	U_{REF}	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
Spannungsänderung $U_S = 14$ V ± 20%	ΔU_{REF}		8			8		mV
Spannungsänderung $U_S = 25$ V ± 20%	ΔU_{REF}		15			15		mV
Spannungsänderung 0 mA < I_{REF} < 5 mA	ΔU_{REF}			5			15	mV
Temperaturkoeffizient	TK		0,25	0,4		0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}		10			10		mA
Oszillator (VCO)								
Frequenzbereich	f	40		100000	40		100000	Hz
Frequenzänderung $U_S = 14$ V ± 20%	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
Frequenzänderung $U_S = 25$ V ± 20%	$\Delta f/f$	−1		1	−1		1	%
Toleranz $\Delta R_T = 0$; $\Delta C_T = 0$	$\Delta f/f$	−7		7	−7		7	%
Fallzeit Sägezahn:								
$C_T = 1$ nF	t		1			1		µs
$C_T = 10$ nF	t		10			10		µs
Beschaltung	C_t	0,82		47	0,82		47	nF
VCO	R_t	5		700	5		700	kΩ
Rampengenerator								
Frequenzbereich	f_{RG}	40		100000	40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H		5,5			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L		1,8			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}	0		400	0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}		1/4			1/4		

		TDA 4716 A			TDA 4716 B			
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Komparator K 2								
Eingangsstrom	$-I_{K2}$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[2])	t_{aus}			500			500	ns
Eingangsspannung	U_{IK2}							
Tastverhältnis								
$\nu = 0$			1,8			1,8		V
$\nu =$ max			5			5		V
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		5,5	0		5,5	V
Weicher Anlauf K 3, K 4								
Ladestrom für C_A	I_{CAL}		6			6		µA
Entladestrom für C_A	I_{CAE}		2			2		µA
Obere								
Begrenzungsspannung	U_{Begr}		5			5		V
Schaltspannung K 4	U_{K4}		1,5			1,5		V
Regelverstärker								
Leerlaufverstärkung	V_U	60	80		60	80		dB
Eingangsnullspannung	U_{E0S}	−10		10	−10		10	mV
Temperaturkoeffizient von U_{E0S}	TK	−30		30	−30		30	µV/K
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		5	0		5	V
Ausgangsstrom	I_Q	−3		1,5	−3		1,5	mA
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U/\Delta t$		1			1		V/µs
Transitfrequenz	f_T		3			3		MHz
Phase bei f_T	φ_T		120			120		Grad
Ausgangsspannung $-3\ mA < I < 1,5\ mA$	$U_{QH/L}$	1,5		5,5	1,5		5,5	V
Ausgangsstufen Q 1, Q 2								
Ausgangsspannung	U_{QH}			30			30	V
$I_Q = 20$ mA	U_{QL}			1,1			1,1	V
Ausgangsreststrom	I_Q			2			2	µA
$U_{QH} = 30$ V								

2) siehe Seite 244

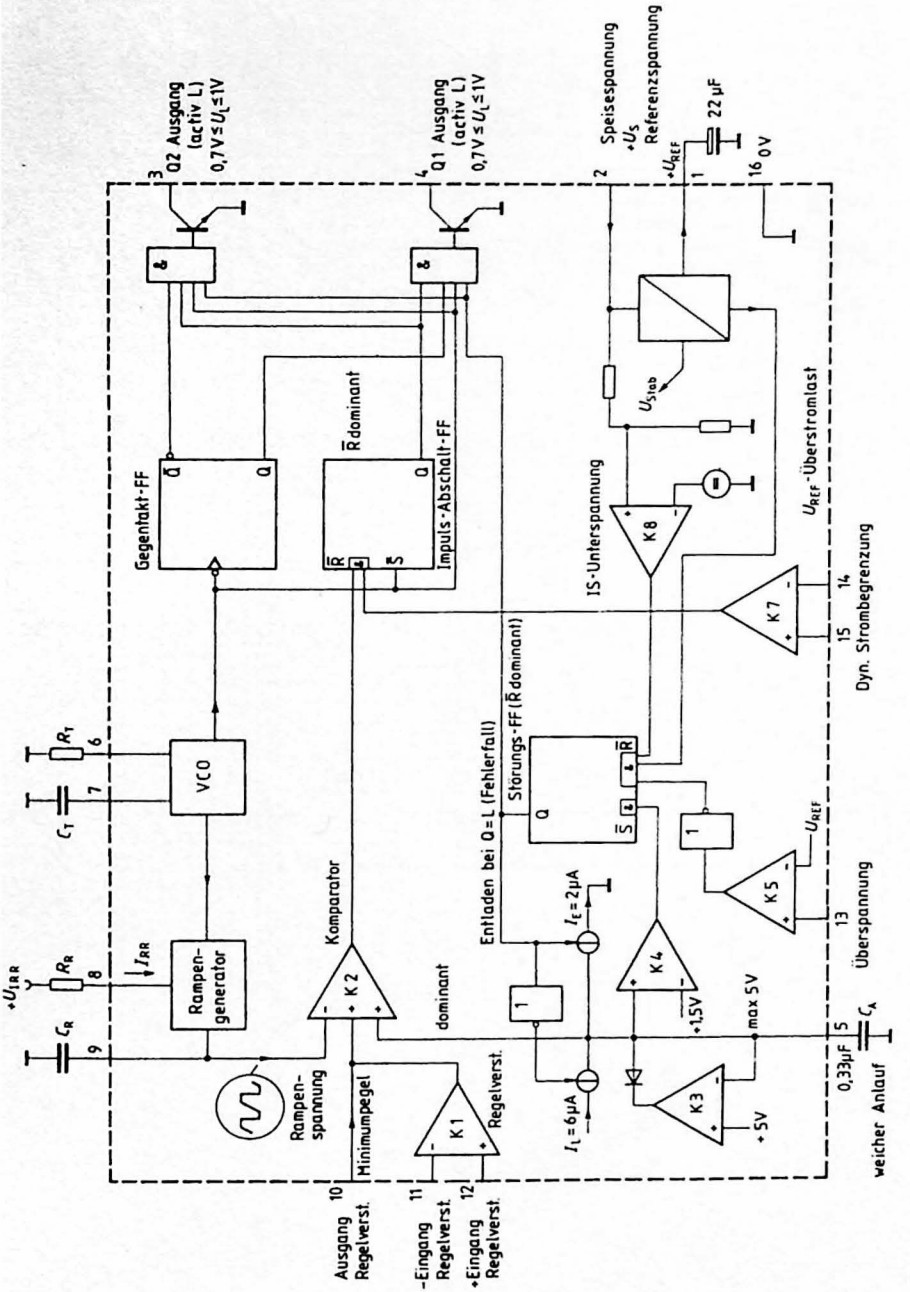
		TDA 4716 A			TDA 4716 B			
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Dynamische Strombegrenzung K 7								
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		4	0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}	−10		10	−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[2]	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit[2]	t		50			50		ns
Überspannung K 5								
Schaltspannung	U	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[1]	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit[1]	t		50			50		ns
Versorgungsunterspannung								
Einschaltschwelle für U_S steigend	U_S	8,8		10,5	8,8		11	V
Abschaltschwelle für U_S fallend	U_S	8,5		10	8,5		10,5	V

1) Am Eingang Sprungfunktion U_{REF} −100 mV ⌐→ U_{REF} +100 mV
2) Am Eingang Sprungfunktion ΔU = −100 mV ⌐→ ΔU = +100 mV

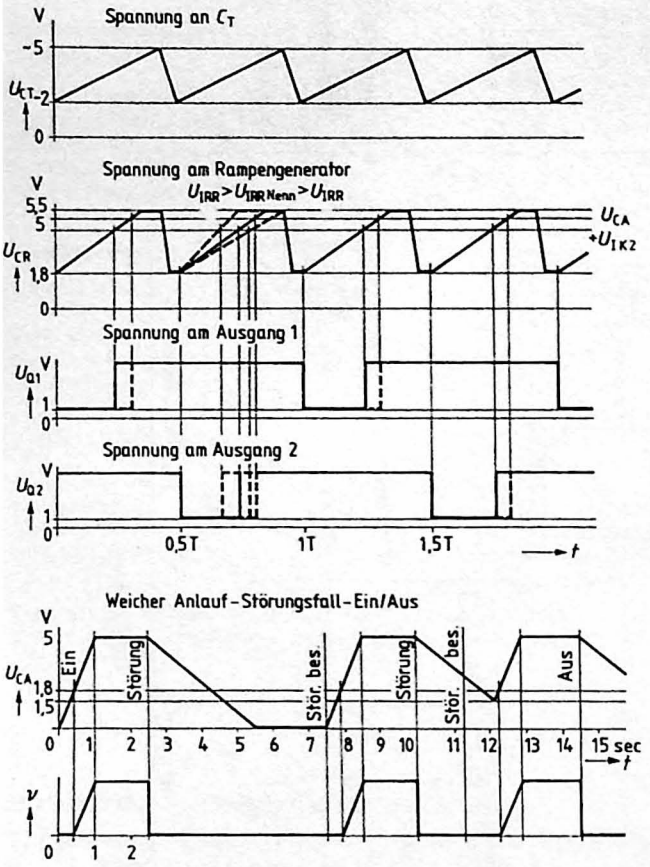
Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

1. Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \geq C_T$
2. Festlegung der VCO-Frequenz = 2x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T
3. Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R
4. Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A
5. Beschalten des Regelverstärkers entsprechend den dynamischen Erfordernissen

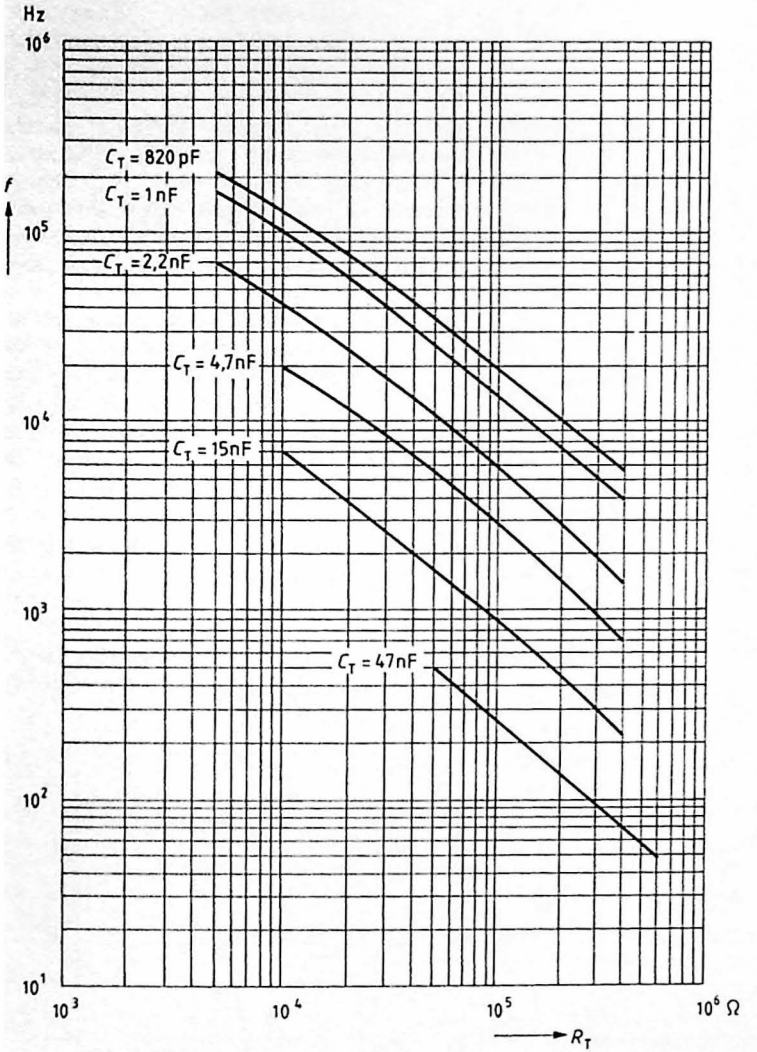
Blockschaltbild



Impulsdiagramm

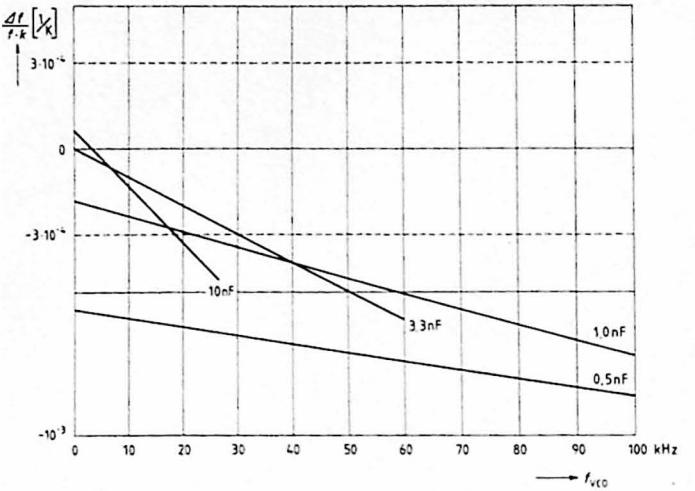


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T

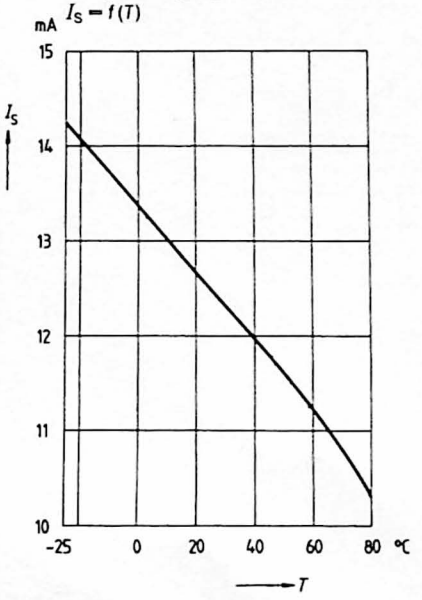


Temperaturgang VCO
$U_S = 12$ V, ν = max

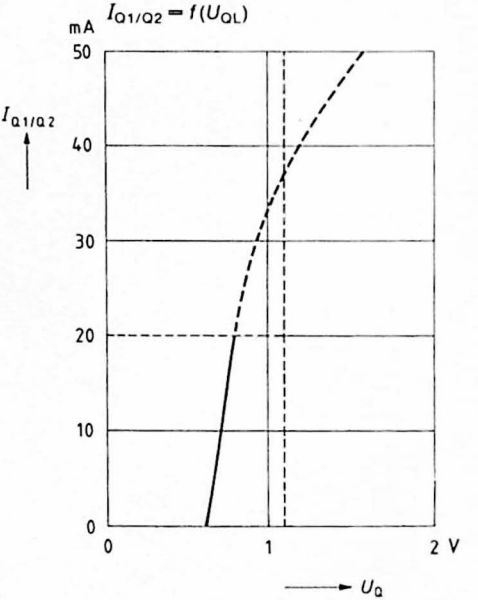
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K} \left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



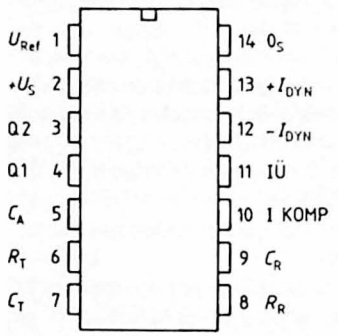
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TDA 4714 A TDA 4714 B	Q67000-Y864 Q67000-A869	DIP 14	10

Dieser universell anwendbare 14-polige Schaltnetzteilbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

- Gegentaktausgänge (offener Kollektor)
- Doppelpulsunterdrückung
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- IC-Unterspannungsschutz
- Referenzspannungsquelle (± 2% bei TDA 4714 B)
- Referenzüberlastschutz
- Weicher Anlauf
- Vorsteuerung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschl. Nr.	Funktion
1	Referenzspannung U_{REF}
2	Versorgungsspannung U_S
3	Ausgang Q2
4	Ausgang Q1
5	Weicher Anlauf C_A
6	VCO R_T
7	VCO C_T
8	Rampengenarator R_R
9	Rampengenerator C_R
10	Eingang Komparator
11	Eingang Überspannung
12	Dynamische Strombegrenzung (–)
13	Dynamische Strombegrenzung (+)
14	0_S

Schaltungsbeschreibung

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile des Bausteins und ihr Zusammenwirken beschrieben.

Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von C_T festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt R_T. Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch R_R eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung") erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z.B. Welligkeit der Eingangsspannung).

Gegentakt-Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegentakt-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegentaktausgänge freigegeben werden kann.

Komparator K2

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Eingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Plus-Pegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die L-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehlersignal von K7 oder bei Abschaltsignal von K2 die Ausgänge ab.

Komparator K3

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazität C_A (und auch an K2!) auf maximal 5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen.

Komparator K 4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität C_A unter 1,5 V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich Null Volt. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 µA bis auf den Maximalwert von 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 µA entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die maximale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an C_A den Wert 1,8 V übersteigt.

Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang $\overline{R}$ des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

Komparator K 5, K 8, U_{REF}-Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

Komparator K 7

K7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

Ausgänge

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale L-Spannung beträgt 0,7 Volt.

Referenzspannung

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	−0,3 bis 33	V
Spannung an Q1, Q2 Q1/2 high	U_Q	−0,3 bis 33	V
Strom an Q1, Q2 Q1/2 low	I_Q	70	mA
Eingang R_T	U_{IRT}	−0,3 bis 7	V
Eingang C_T	U_{ICT}	−0,3 bis 7	V
Eingang R_R	U_{IRR}	−0,3 bis 7	V
Eingang C_R	I_{IRR}	−10 bis 10	mA
Eingang Komparator K2, K5, K7	$U_{IK\,2,5,7}$	−0,3 bis 33	V
Ausgang K5	$U_{QK\,5}$	−0,3 bis 33	V
Referenzspannungsanschluß	$U_{Q\,REF}$	−0,3 bis U_{REF}	V
Eingang C_A	U_{ICA}	−0,3 bis 7	V
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	60	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung TDA 4714 A	U_S	10,5 bis 30	V
TDA 4714 B	U_S	11 bis 30	V
Umgebungstemperatur TDA 4714 A	T_U	0 bis 70	°C
TDA 4714 B	T_U	−25 bis 85	°C
Frequenzbereich	f	40 bis 100000	Hz
VCO-Frequenz	f_{VCO}	40 bis 250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}	40 bis 250000	Hz

Kenndaten

		TDA 4714 A			TDA 4714 B			
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	10,5		30	11		30	V
Umgebungstemperatur	T_U	0		70	–25		85	°C
Stromaufnahme	I_S	8		16	8		20	mA
C_T = 1 nF								
f_{VCO} = 100 kHz								
Referenz								
Referenzspannung	U_{REF}	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
0 mA < I_{REF} < 5 mA								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}		8			8		mV
U_S = 14 V ± 20%								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}		15			15		mV
U_S = 25 V ± 20%								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}			5			15	mV
0 mA < I_{REF} < 5 mA								
Temperaturkoeffizient	TK		0,25	0,4		0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von I_{REF}-Überstrom	I_{REF}		10			10		mA
Oszillator (VCO)								
Frequenzbereich	f	40		100000	40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
U_S = 14 V ± 20%								
Frequenzänderung	$\Delta f/f$	–1		1	–1		1	%
U_S = 25 V ± 20%								
Toleranz	$\Delta f/f$	–7		7	–7		7	%
$\Delta R_T = 0$; $\Delta C_T = 0$								
Fallzeit Sägezahn:								
C_T = 1 nF	t		1			1		µs
C_T = 10 nF	t		10			10		µs
Beschaltung	C_T	0,82		47	0,82		47	nF
VCO	R_T	5		700	5		700	kΩ
Rampengenerator								
Frequenzbereich	f_{RG}	40		100000	40		100000	Hz
Maximalspannung an C_R	U_H		5,5			5,5		V
Minimalspannung an C_R	U_L		1,8			1,8		V
Eingangsstrom über R_R	I_{RR}	0		400	0		400	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}		1/4			1/4		

		TDA 4714 A			TDA 4714 B			
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Komparator K 2								
Eingangsstrom	$-I_{K2}$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[2]	t_{aus}			500			500	ns
Eingangsspannung	$U_{I\,K2}$							
Tastverhältnis v = 0			1,8			1,8		V
v = max			5			5		V
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		5,5	0		5,5	V
Weicher Anlauf K 3, K 4								
Ladestrom für C_A	I_{CAL}		6			6		µA
Entladestrom für C_A	I_{CAE}		2			2		µA
Obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}		5			5		V
Schaltspannung K4	U_{K4}		1,5			1,5		V
Ausgangsstufen Q 1, Q 2								
Ausgangsspannung	U_{OH}			30			30	V
I_Q = 20 mA	U_{OL}			1,1			1,1	V
Ausgangsreststrom	I_Q			2			2	µA
U_{QH} = 30 V								
Dynamische Strombegrenzung K 7								
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		4	0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}	−10		10	−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[2]	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit[2]	t		50			50		ns
Überspannung K 5								
Schaltspannung	U	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	U_{REF} − 30 mV		U_{REF} + 30 mV	V
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	µA
Ausschaltverzögerung[1]	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit[1]	t		50			50		ns
Versorgungsunterspannung								
Einschaltschwelle für U_S steigend	U_S	8,8		10,5	8,8		11	V
Abschaltschwelle für U_S falled	U_S	8,5		10	8,5		10,5	V

1) Am Eingang Sprungfunktion U_{REF}−100 mV → U_{REF}+100 mV
2) Am Eingang Sprungfunktion ΔU = −100 mV → ΔU = +100 mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

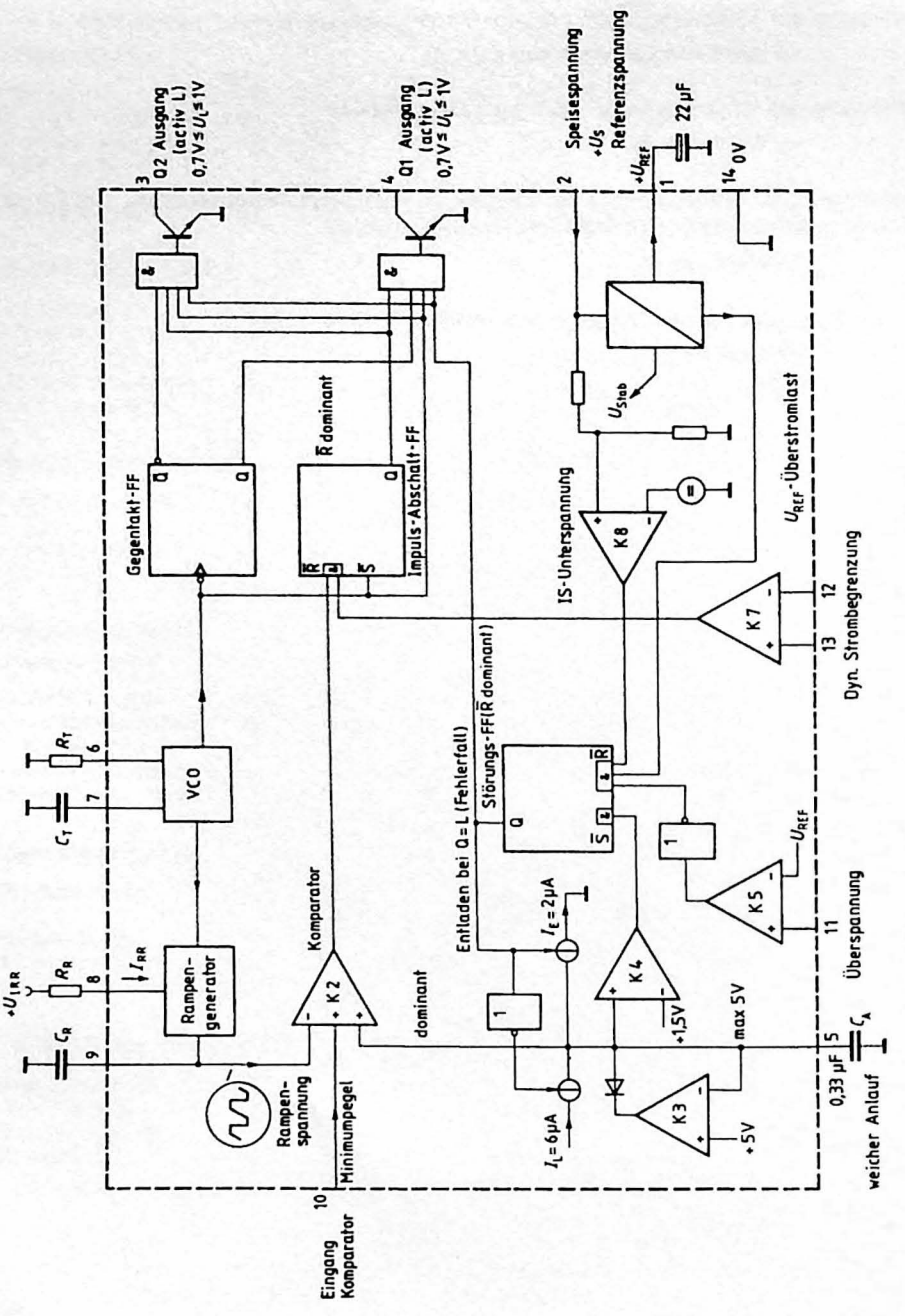
1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
   → Wahl von C_T; Wahl von $C_R \leq C_T$

2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
   → Wahl von R_T

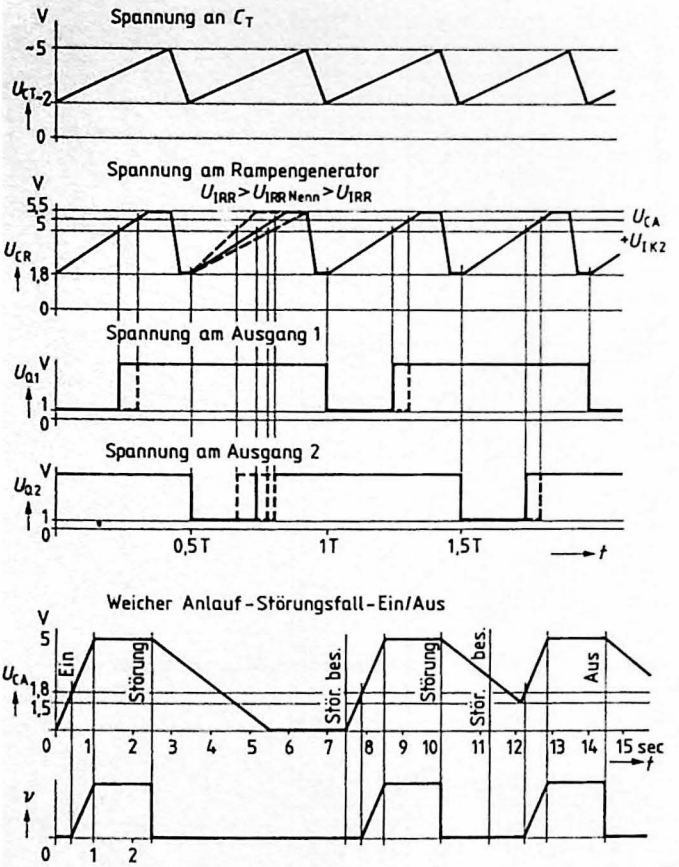
3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt
   → Wahl von R_R

4) Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs
   → Wahl von C_A

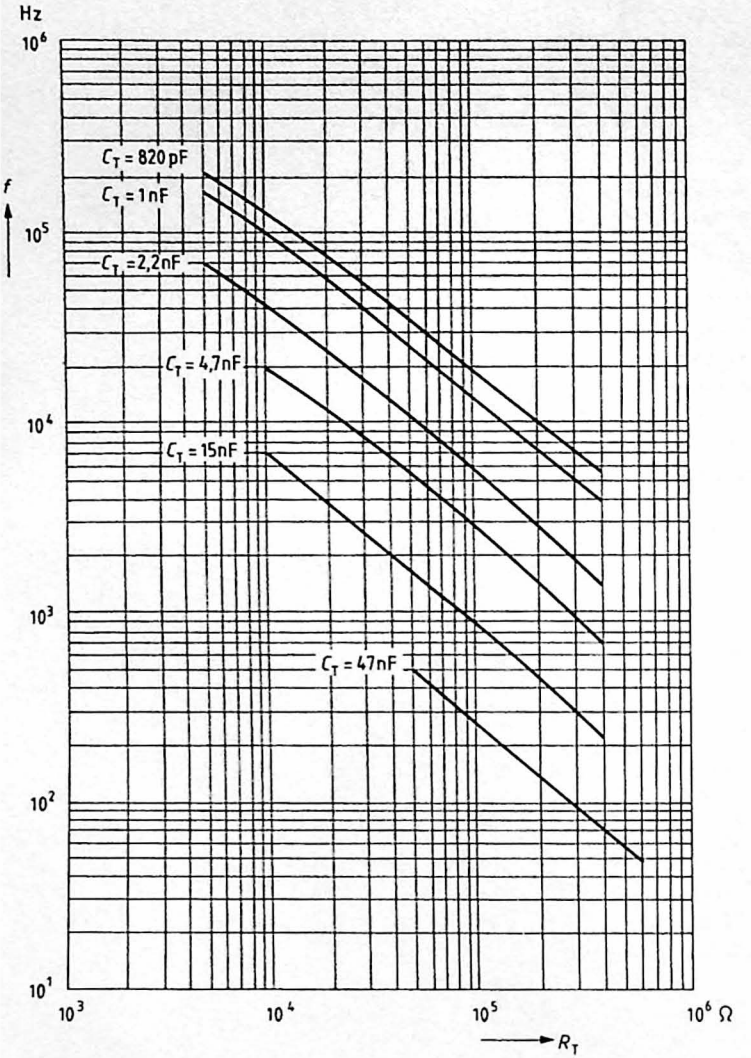
Blockschaltbild



Impulsdiagramm

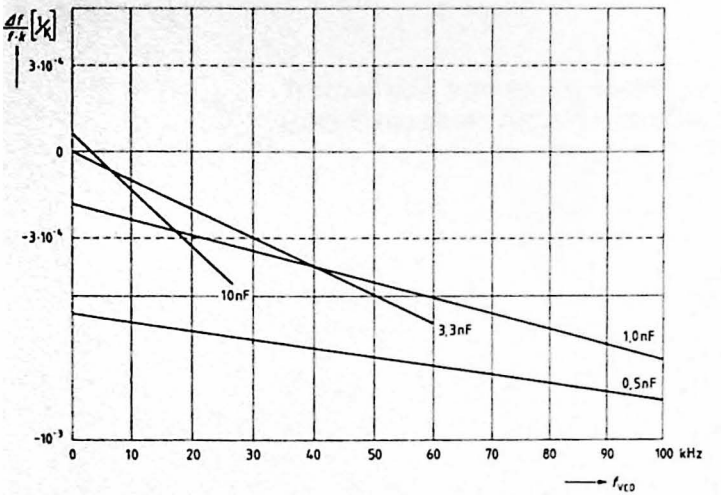


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T

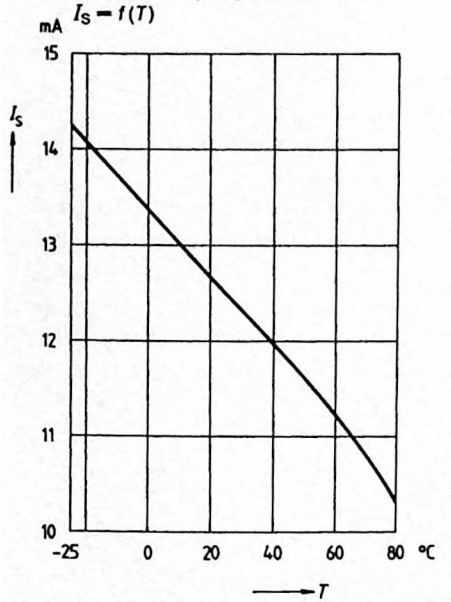


Temperaturgang VCO
$U_S = 12$ V, ν = max

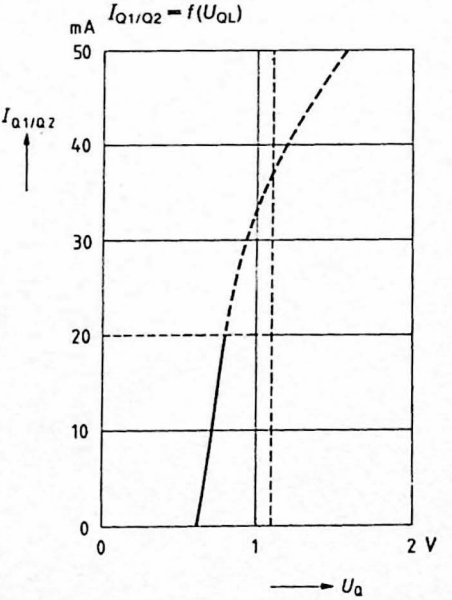
$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K} \cdot \left[\frac{1}{K}\right]$ mit C_T als Parameter



Temperaturgang Stromaufnahme
$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom
$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber, Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays

Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung

FZL 4141 B FZL 4145 B

Vorläufige Daten | **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
FZL 4141 B	Q67000-H2357	DIP 18	14
FZL 4145 B	Q67000-H2358		

Funktionsbeschreibung

Der Baustein enthält vier Treiberschaltungen zur Ansteuerung von Leistungstransistoren für hohe Ausgangsströme, wobei die Ausgangstransistoren gegen Kurzschluß nach Masse und Speisespannung gesichert sind. Die Eingangsschwelle ist zwischen 1,5 V und 7 V einstellbar. Bei Überlast oder Kurzschluß eines Ausgangs spricht ein Meldeausgang an.

Schaltungsbeschreibung

Jede Treiberschaltung hat einen aktiv-H-Eingang E und einen für alle Stufen gemeinsamen Freigabeeingang F (aktiv-H). Die Ausgänge Q dienen zur Ansteuerung der Endtransistoren. Über den Anschluß W wird der Laststrom abgefragt. Überschreitet dieser den eingestellten Wert, schaltet die Endstufe ab. Das Wiedereinschalten besorgt der eingebaute Taktgenerator, zu dessen Betrieb eine äußere Kapazität C_T am Anschluß C notwendig ist. Wird C_T mit einer Ruhestromtaste überbrückt, so wird nur bei Tastenbetätigung wieder eingeschaltet. Das Impuls-/Pausenverhältnis des Taktgenerators ist 1 : 50 (z. B. 40 µs/2 ms bei $C_T = 33$ nF).

Hat eine der 4 Endstufen Kurzschluß gegen Masse bzw. Überstrom, so schaltet der Kurzschlußmeldeausgang auf L. Bei Taktbetrieb (d. h. wenn nicht durch eine Taste, sondern selbsttätig durch den Tak wiedereingeschaltet wird), schaltet M im Rhythmus des Takts ein und aus, solange Kurzschluß oder Überlast anliegt. M ist ein offener Kollektor-Ausgang. Nicht benützte W-Anschlüsse müssen mit U_S verbunden werden. Offene W-Anschlüsse täuschen einen Kurzschluß vor und aktivieren den Meldeausgang.

Die Schaltschwelle an den Eingängen E und F ist über den Anschluß SU zwischen 1,5 V und 7 V einstellbar:

$U_{SU} = 0$ V: Eingangsschwelle = 1,5 V (für 5 V-Logik)
$U_{SU} = 0...5$ V: Eingangsschwelle = U_{SU} +1,5 V
$U_{SU} = U_S$: Eingangsschwelle = 7 V (für 12/15 V- und 24/28 V-Logik)

Ist der Ausgang infolge der logischen Zustände der Eingänge E oder F gesperrt, so ist diese Sperrung im gesamten Speisespannungsbereich zwischen $U_S = 0$ V und $U_S = 35$ V wirksam.

Die Eingänge sind mit Klemmdioden gesichert.

Grenzdaten		untere Grenze B	obere Grenze A		Anmerkung
Speisespannung	U_S	−0,3	35	V	
Speisespannung	U_S	−0,3	45	V	100 ms, 1s Pause
Eingangsspannung an E und F	$U_{E,F}$	−0,3	35	V	1)
Spannung an SU und M	$U_{SU,M}$	−0,3	45	V	
Ausgangsspannung an Q	U_Q	−0,3	U_S	V	
Spannung an C	U_C	−0,3	U_S	V	
Spannung an W	U_W	U_S −5	U_S	V	3)
Eingangsstrom an E und F	$I_{E,F}$	−3	1	mA	2)
	$I_{E,F}$	−6	2	mA	2) 100 ms, 1s Pause
	$I_{E,F}$	−6	5	mA	2) 100 µs, 1ms Pause
Ausgangsstrom an M	I_M		8	mA	
Verlustleistung aller Eingangsdioden zusammen	P_{tot}		50	mW	
Funktionsbereich					
Speisespannungen für Eingangsschwelle 1,5 V	U_S	4,5	35	V	$U_{SU} = 0$ V
Eingangsschwelle 1,5 V bis 6,5 V	U_S	U_{SU}+4,5	35	V	$U_{SU} = 0...5$ V
Eingangsschwelle 7 V	U_S	10	35	V	$U_{SU} = U_S$

Anmerkungen: 1) Bei $U_{E,F} > 35$ V ist ein Schutzwiderstand vor E, F erforderlich
2) $U_{E,F}$ darf bei Stromeinprägung über 35 V ansteigen.
3) Nicht benutzte W-Anschlüsse müssen an U_S gelegt werden.

Kenndaten im Betriebsbereich

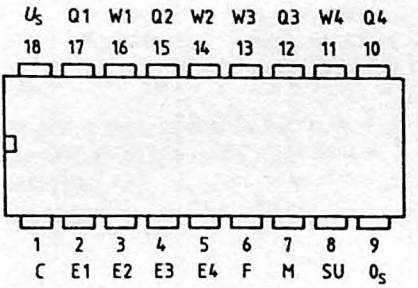
Speisespannung $4{,}5\ V \leq U_S \leq 30\ V$

Temperaturbereich 1 und 5		Prüf-bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme	I_S	$U_F = 0\ V$, $U_W = U_S$		6	8,5	mA
H-Eingangsspannung an E, F	U_{IH}	$U_{SU} = 0\ V$	2			V
H-Eingangsspannung an E, F	U_{IH}	$U_{SU} = U_S$	8			V
L-Eingangsspannung an E, F	U_{IL}	$U_{SU} = 0\ V$			0,7	V
L-Eingangsspannung an E, F	U_{IL}	$U_{SU} = U_S$			6	V
Eingangsstrom an E, F	$I_{E,F}$	$0{,}5V \leq U_{E,F} \leq 30V$	50		200	µA
L-Ausgangsspannung an M	U_{ML}	$I_M = 5\ mA$			0,5	V
Verfügbarer Ausgangsstrom[1]	I_Q	$U_Q = U_S - 1{,}5\ V$	1,5	2,5		mA
	I_Q	$T_U = 0\,°C$, $U_Q = U_S - 1{,}5\ V$	1,7			mA
Strom aus SU	$-I_{SU}$	$U_{SU} = 0\ V$		2	10	µA
Schaltschwelle an W	U_W		$U_S - 0{,}6$	$U_S - 0{,}5$	$U_S - 0{,}4$	V
Strom in W	I_W				100	µA
Strom aus C	$-I_C$	$T_U = 20\,°C$	12	20	34	µA
Strom in C	I_C	$T_U = 20\,°C$	0,6	1	1,7	mA
Obere Schaltschwelle an C	U_{Co}	$T_U = 20\,°C$	1,6	2,1	1,7	V
Untere Schaltschwelle an C	U_{Cu}	$T_U = 20\,°C$	0,6	0,9	1,2	V
Restspannung an T[2]	U_{QR}	$U_W = U_S - 2\ V$, $I_Q = 0$		$U_S - 0{,}3$		V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$U_F = 0\ V$	$U_S - 0{,}25$	$U_S - 0{,}02$		V

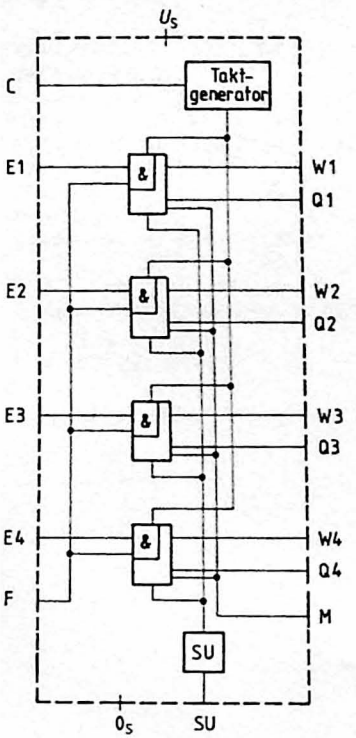
1) Der tatsächliche Ausgangsstrom ist um typ. 0,5 mA höher für den erforderlichen Vorstrom für die Kurzschlußsicherung. Zur Aussteuerung der äußeren Endtransistoren steht jedoch nur der oben spezifizierte Wert zur Verfügung.

2) siehe Blockschaltbild.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

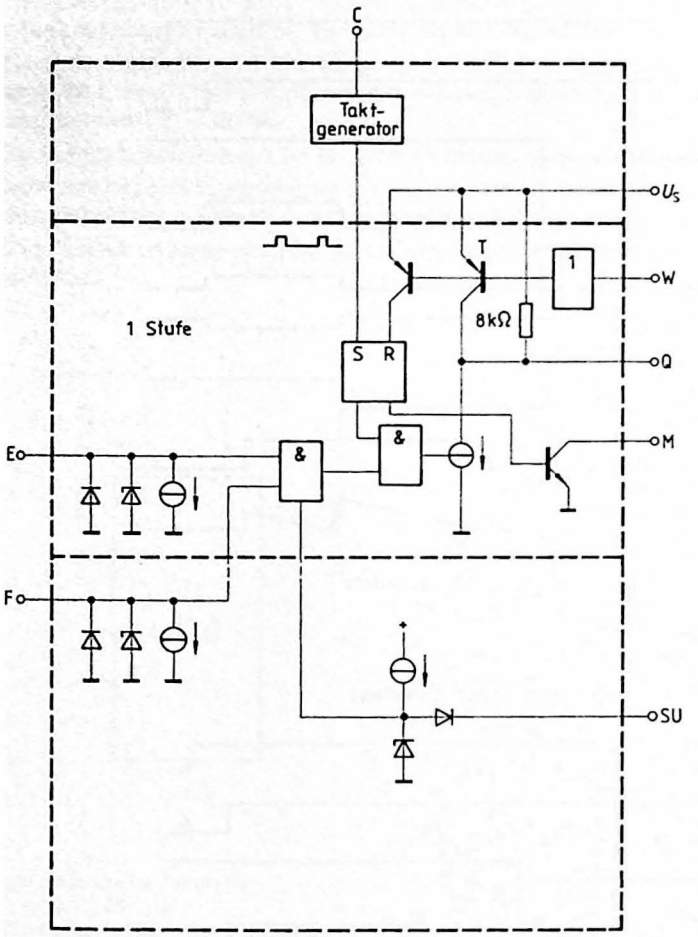


Blockschaltbild



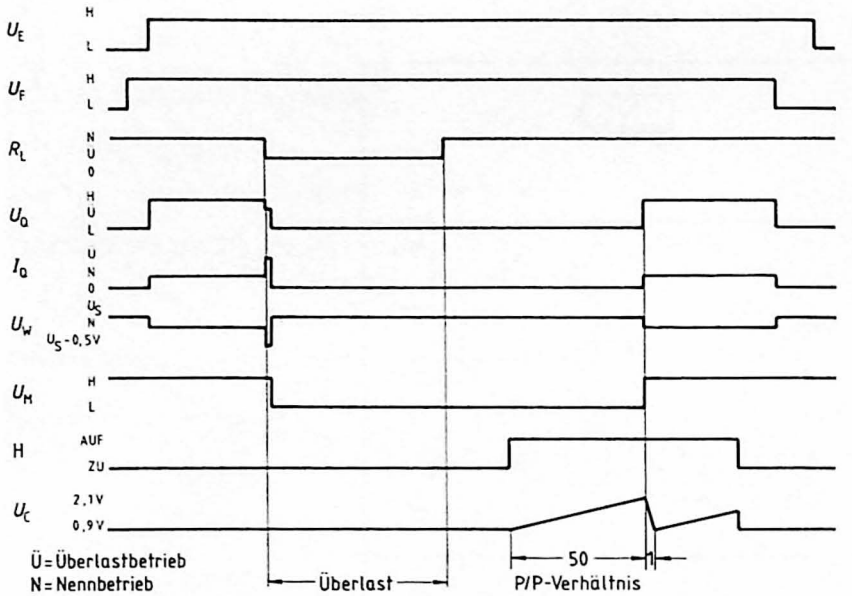
E Treibereingang
F Freigabeeingang
C Taktkondensator
Q Ausgang
SU Eingang für Schwellenumschaltung
W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung
M Meldeausgang

Prinzipschaltung einer Stufe

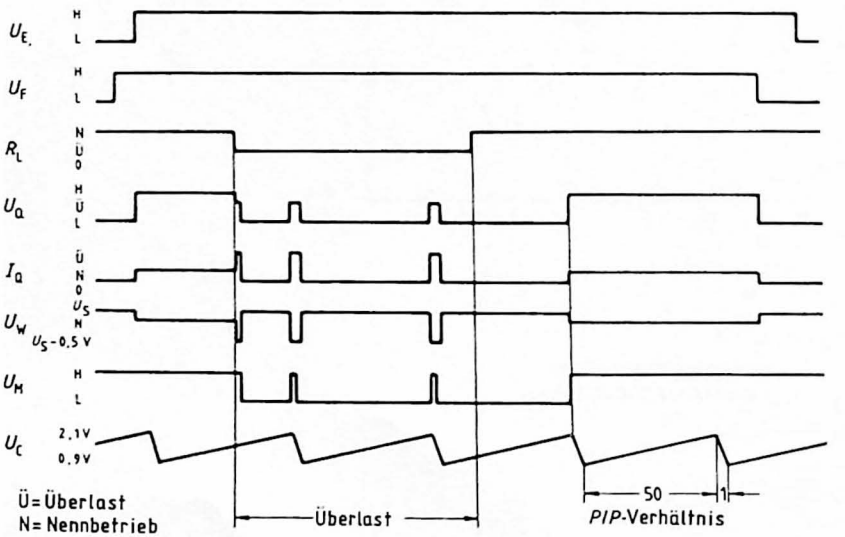


E Treibereingang
F Freigabeeingang
C Taktkondensator
M Meldeausgang
Q Ausgang
SU Eingang für Schaltschwellenumschaltung
W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung

Betriebsart: Wiedereinschalten nach Überlast mit Taste H



Betriebsart: Selbsttätiges Wiedereinschalten nach Überlast



Prinzipielle Anwendungsschaltungen

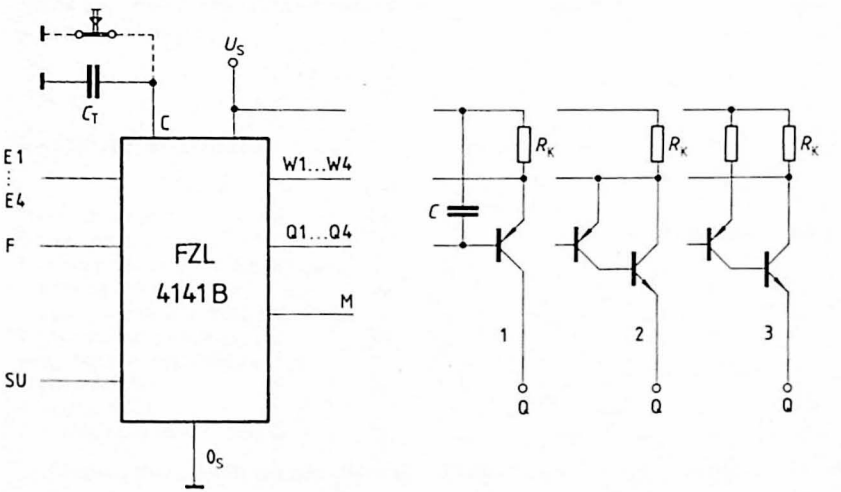
Die Lastbedingungen an Q richten sich nach der zulässigen Verlustleistung der verwendeten Leistungstransistoren. Dabei ist die Impulsbelastbarkeit im Kurzschlußfall zu beachten.

Zur Unterdrückung von Schwingungen der Leistungsstufe im Kurzschlußfall ist ein Kondensator C an Q1 bis Q4 notwendig, wenn z. B. schnelle Schalttransistoren verwendet werden. Richtwert $C \approx 20\,nF$.

Die Ausgangsschaltung 1 ist für Ströme bis ca. $I_Q = 100\,mA$ geeignet.

Die Ausgangsschaltungen 2 und 3 eignen sich für Ströme bis ca. $I_Q = 2\,A$. Mit Schaltung 3 kann dabei eine minimale Verlustleistung erreicht werden.

Eine Ruhestromtaste parallel zu C_T ermöglicht ein Wiedereinschalten von Hand im Kurzschlußfall.



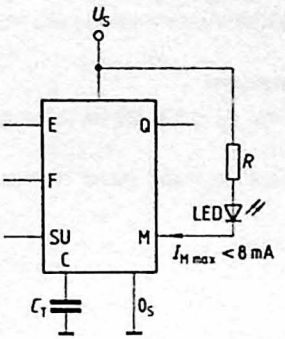
R_K = Strommeßwiderstand
$C_T = 0{,}8 \cdot t_p$ (nF, µs)
t_p = Kurzschlußstrom-Impulslänge

Anmerkung:

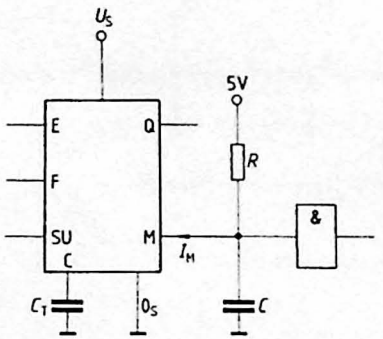
Bei Schaltung 1 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und dem Kollektor zulässig. Bei Schaltung 2 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und Basis bzw. Emitter zulässig. Andernfalls treten zu hohe Stromspitzen beim Kurzschluß auf.

Prinzipielle Anwendung des Kurzschlußmeldeausgangs M

1. LED – Anzeige



2. TTL/CMOS/LSL – Ansteuerung



Für den Fall, daß die bei Taktbetrieb auftretenden Impulse an M die Folgeschaltung stören, ist ein Tiefpaß erforderlich. Dabei ist bei einem Laststrom von $I_M = 1$ mA ein Kondensator C von ca. 10 nF notwendig, um die Ausgangsimpulse von bis zu 10 µs (abhängig von C_T) auf 1 V zu begrenzen. Die Meldung erfolgt dabei nach ca. 50 µs.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
FZH 211 S	Q67000-H639-S1	DIP 16	11
FZH 215 S	Q67000-H2431		

Vier NAND-Treiber mit offenem Kollektorausgang, 2 Eingängen und N-Anschluß zur Verzögerung. Eingangsschwelle umschaltbar auf LSL-, TTL- und CMOS Pegel, in Abhängigkeit von der verwendeten Speisespannung.

Hauptanwendung

Treiber bis 30 V/150 mA, Relaistreiber und Pegelwandler.

Die Formeln für die wired-AND-Verknüpfung gelten wie bei FZH 161/181 (siehe LSL-Datenbuch). Bei wired-AND-Verknüpfung und N-Beschaltung müssen gleichgroße Kapazitäten C_N verwendet werden.

Zusätzliche Grenzdaten

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		0	30	V
Eingangsspannung	U_I		−0,5	30	V
Spannung zwischen 2 Eingängen	U_{II}			30	V
Spannung am Ausgang Ausgangstransistor gesperrt	U_{QH}			30	V
Spannung am Ausgang Ausgangstransistor leitend	U_{QL}		0		V
Ausgangsstrom	I_{QL}			150	mA
Kapazität an Q	C_L			5	nF
Kapazität zwischen N und Q	C_N			0,1	µF

Im übrigen gelten die für die LSL-Serie FZ 100 definierten Grenzdaten (siehe LSL-Datenbuch).

Funktionsbereich

Temperaturbereich 1 und 5

Speisespannungsbereich 1	U_S	TTL-Schwelle an A, B	4	7	V
Speisespannungsbereich 2	U_S	LSL-Schwelle an A, B	9	30	V
Speisespannung	U_S	Umschaltung der Schwelle an A, B bei $U_S = 8$ V typ	4	30	V

Kenndaten im 5-V-Bereich Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ.	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		4		7	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	$U_S = U_{SB}$	2			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	$U_S = U_{SA}$ und U_{SB}			0,8	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		0,4	1,0		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 1{,}6$ mA | $U_{IH} = 2$ V		0,7	0,8	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 100$ mA | $U_S = U_{SB}$			1,3	V
L-Ausgangsspannung[1]	U_{QL}	$I_{QL} = 150$ mA			1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 30$ V | $U_{IH} = U_{SA}$			1	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0$ V		5	50	µA
H-Ausgangsstrom	I_{QL}	$U_{IL} = 0{,}8$ V, $U_{QH} = 30$ V, $U_S = U_{SB}$			50	µA
Stromaufnahme pro Gehäuse	I_S	$U_S = 7$ V, $U_I = 0$ V	1,5	3	5	mA

Kenndaten im 12-V-, 15-V-, 24-V-Bereich Temperaturbereich 1 und 5						
Speisespannung	U_S		9		30	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	$U_S = U_{SB}$	8			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	$U_S = U_{SA}$ und U_{SB}			6	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		2,5	5,0		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 100$ mA | $U_{IH} = 8$ V		1	1,3	V
L-Ausgangsspannung[1]	U_{QL}	$I_{QL} = 150$ mA | $U_S = U_{SB}$			1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 30$ V | $U_S = U_{SA}$			1	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0$ V		5	50	µA
H-Ausgangsstrom	I_{QH}	$U_{IL} = 6$ V, $U_{QH} = 30$ V, $U_S = U_{SB}$			50	µA
Stromaufnahme pro Gehäuse	I_S	$U_S = 30$ V, $U_I = 0$ V	1,5	3	5	mA

Schaltzeiten bei $U_S = 12$ V, $T_U = 25$ °C

Signal-Laufzeit	t_{PLH}	$U_{SK} = 12$ V, $R_K = 760\ \Omega$, $C_L = 15$ pF		550		ns
	t_{PHL}			200		ns
Signal-Übergangszeit	t_{TLH}			90		ns
	t_{THL}			25		ns

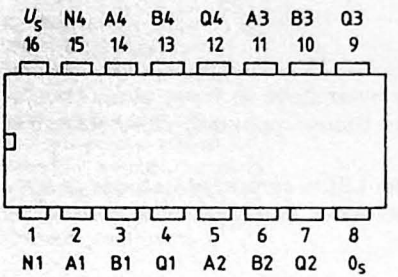
Signal-Übergangszeiten an Q
bei C_N-Beschaltung zwischen N und Q:

$$\left.\begin{aligned} t_{THL} &= 6 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \\ t_{TLH} &= 15 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \end{aligned}\right\} \text{(µs, µF, V)}$$

Richtwerte für $C_N > 0{,}02$ µF

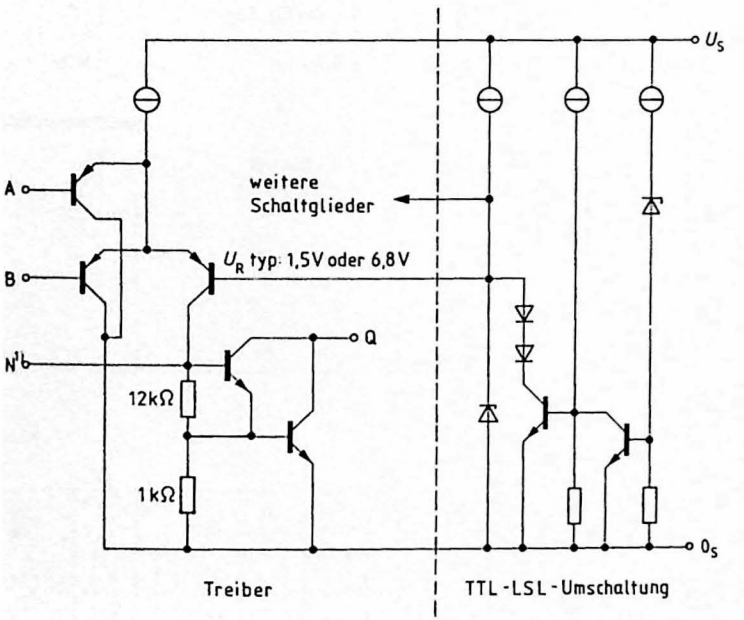
1) Die Summe aller Ausgangsströme pro Gehäuse darf bei FZH 211 S 400 mA und 350 mA bei FZH 215 S nicht überschreiten.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



A, B = Eingänge
Q = Ausgang

Schaltschema (ein Glied)



Logische Funktion $Q = \overline{A \wedge B}$

1) nur bei Schaltgliedern 1 und 4

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
UAA 170	Q67000-A940	DIP 16	11

Integrierte Schaltung zur Ansteuerung von 16 Leuchtdioden. In Abhängigkeit von der Eingangsspannung werden die einzelnen LED's innerhalb einer Zeile in Form eines Leuchtpunktes gesteuert. Beim UAA 170 verläuft das Verhältnis Steuerspannung zu Ansteuerung einer diskreten LED linear.

Durch entsprechende Beschaltung kann die Helligkeit der LED's verändert und der Leuchtpunkt von gleitend bis springend eingestellt werden. Mit einer zweiten IC lassen sich bis zu 30 Leuchtdioden ansteuern.

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	18	V
Eingangsspannungen	U_{11}, U_{12}, U_{13}	6	V
Laststrom	I_{14}	5	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	90	K/W

Funktionsbereich

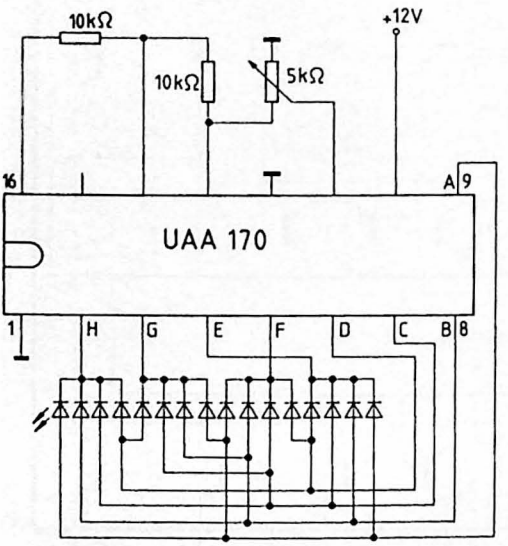
Speisespannung (LED rot)*)	U_S	11 bis 18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

*) Die untere Grenze gilt nur bei einer Durchlaßspannung der LED's von ca. 1,5 V (rote LED's), bei höherer Durchlaßspannung erhöht sich entsprechend die untere Grenze.

Kenndaten
$U_S = 12$ V; $T_U = 25$ °C

		min	typ	max	
Stromaufnahme ($I_{14} = 0$; $I_{16} = 0$)	I_S	2	4	10	mA
Steuer-Eingangsstrom	I_{11}	−2			µA
Referenz-Eingangsstrom	I_{12}, I_{13}	−2			µA
Spannungsunterschied	$\Delta U_{12/13}$	1,4		6,0	V
Spannungsunterschied für gleitenden Leuchtübergang	$\Delta U_{12/13}$	1,4			V
Spannungsunterschied für springenden Leuchtübergang	$\Delta U_{12/13}$	4			V
Spannungsunterschied	$\Delta U_{12/13}$	4			V
Stabilisierte Spannung ($I_{14} = 300$ µA)	U_{14}		5,0	6,0	V
($I_{14} = 5$ mA)	U_{14}	4,5			V
Referenzeingangsspannung	$U_{REF\,max}$	1,4		6,0	V
	$U_{REF\,min}$	0		4,6	V
Toleranz der Flußspannungen der LED's untereinander	ΔU_D			0,5	V
Ausgangsstrom für LED's	ΣI_D		25		mA

Meßschaltung



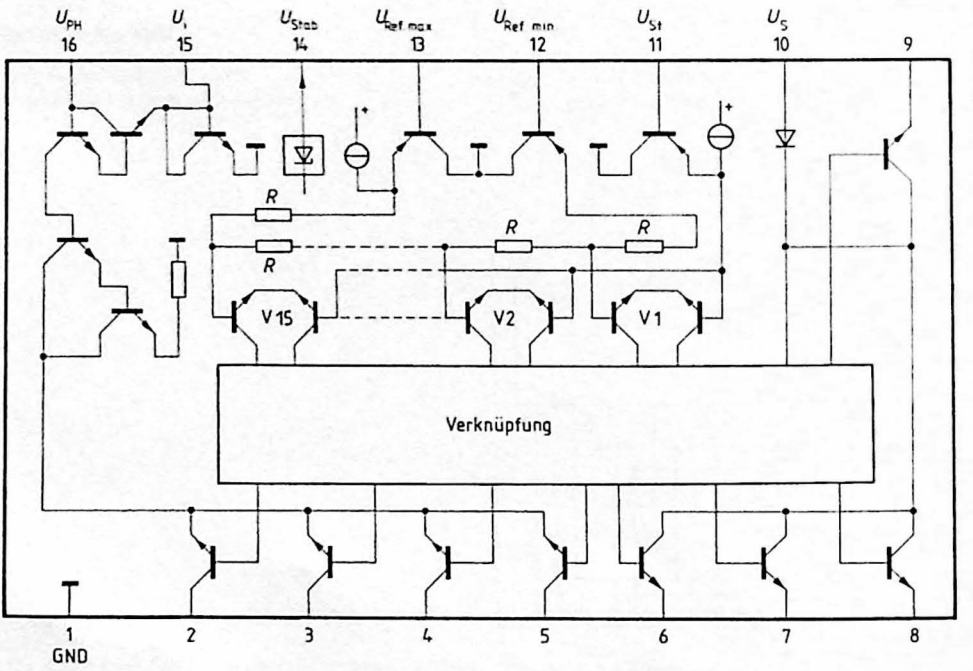
Skalenanzeige mit Lumineszenzdioden

Skalenanzeigen in Form eines wandernden Leuchtpunktes eigenen sich besonders für die Erfassung von Richtwerten. Anwendungen dieser Art ergeben sich z.B. bei Füllstandsmessern, Aussteuerungsanzeigen, Tachometern, Rundfunkskalen usw. Bei einem Einsatz in Meßgeräten bietet sich eine Bereichseingrenzung durch verschiedenfarbige Lumineszenzdioden an. Kreisskalen lassen sich durch eine ringförmige Anordnung der Dioden darstellen. Die integrierte Schaltung UAA 170 wurde speziell für die Aussteuerung einer 16stelligen Leuchtdiodenskala entwickelt.

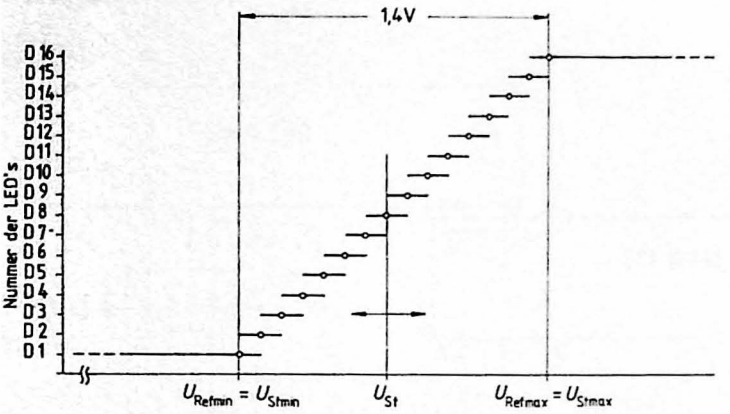
Die Eingangsspannungen an den Anschlüssen 11, 12 und 13 sind im Bereich von 0 V bis 6 V frei wählbar. Geeignete Spannungsteiler ermöglichen eine beliebige Anpassung. Der Gleichspannungswert U_{St} ist jeweils einer bestimmten Stelle der Diodenkette zugeordnet. Die Spannungsdifferenz zwischen den Anschlüssen 12 und 13 entspricht dabei dem möglichen Anzeigebereich. $\Delta U_{12/13}$ bestimmt gleichzeitig die Art des Leuchtübergangs zweier Dioden. Der Leuchtpunkt gleitet bei $\Delta U_{12/13} \approx 1{,}4$ V kontinuierlich entlang der Skala. Mit zunehmender Spannungsdifferenz wird der Übergang abrupter, bis bei $\Delta U_{12/13} \approx 4$ V der Leuchtpunkt von Diode zu Diode springt.

Eingangsspannungen außerhalb des gewählten Anzeigebereichs bringen die Dioden D1 bzw. D16 zum Leuchten, so daß hierbei nur die Bereichsüberschreitung festgestellt werden kann.

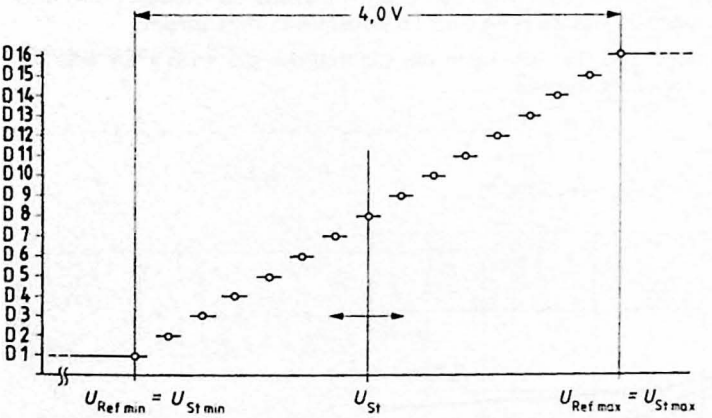
Blockschaltbild



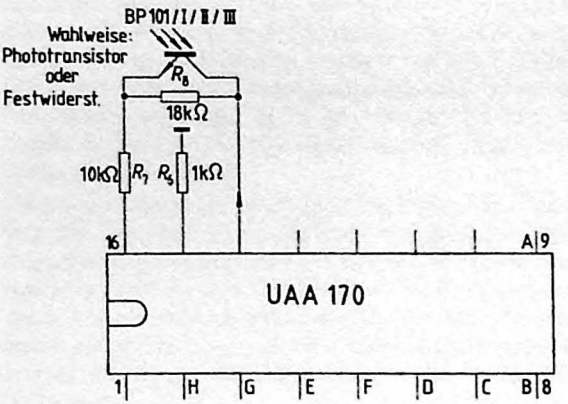
Anzeige bei gleitendem Übergang UAA 170



Anzeige bei springendem Übergang UAA 170



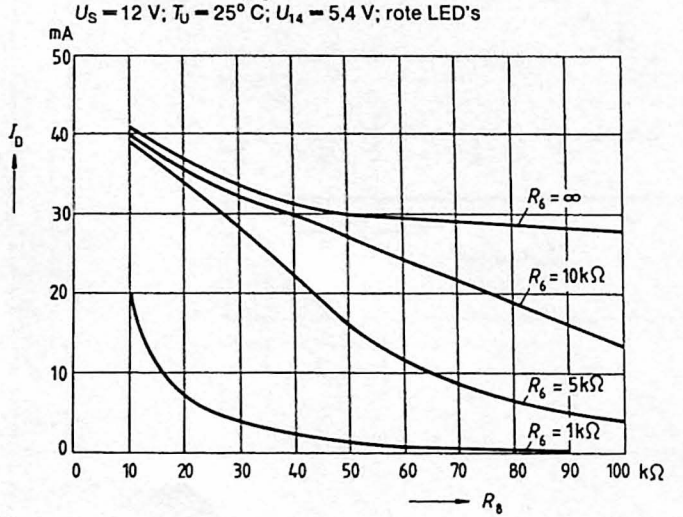
Helligkeitssteuerung



Die Anschlüsse 14, 15 und 16 dienen zur Festlegung des Diodenstroms. Entsprechend der gewünschten Lichtstärke läßt sich damit der Durchlaßstrom der Dioden im Bereich $I_F \approx 0$ mA bis 50 mA linear variieren. Der Widerstand an Anschluß 15 definiert den Stellbereich. Die Widerstände zwischen Anschluß 14 und 16 bestimmen den Strom.

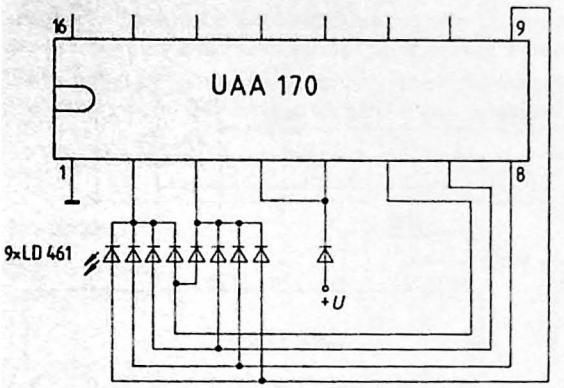
Mit Hilfe eines Phototransistors, z. B. BP 101, kann die Lichtstärke der LED's an eine veränderliche Umfeldhelligkeit angepaßt werden.

Diodenstrom $I = f(R_8)$
$U_S = 12$ V; $T_U = 25°$ C; $U_{14} = 5{,}4$ V; rote LED's

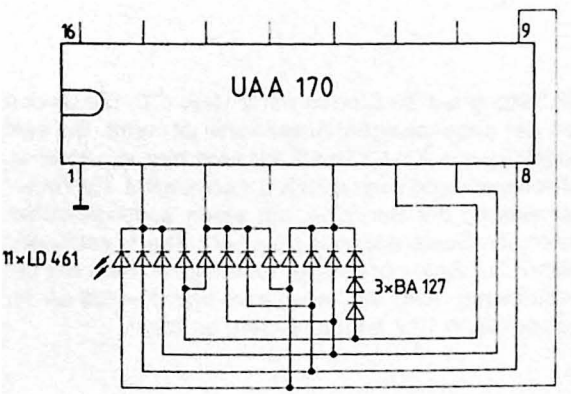


Betrieb von weniger als 16 Leuchtdioden

Ansteuerung von 9 LED's



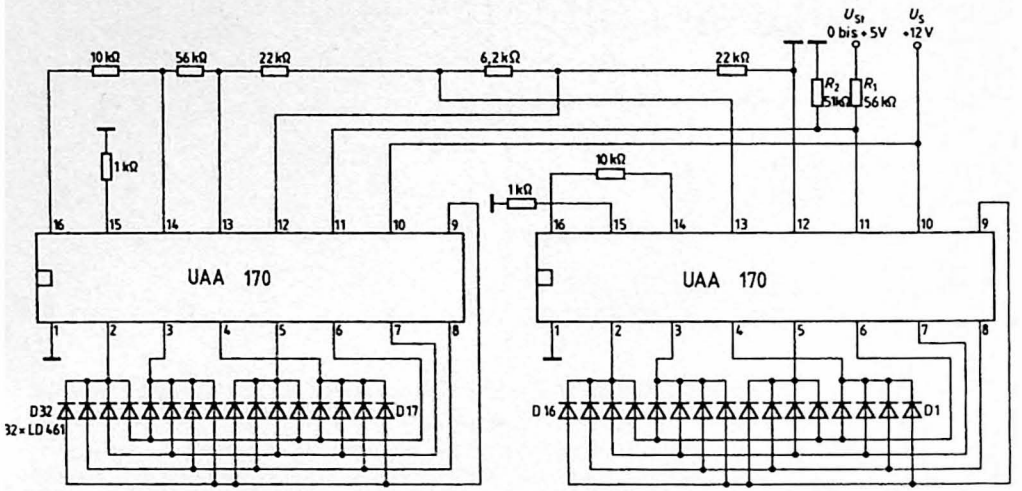
Ansteuerung von 11 LED's



Anwendungsschaltung zur Ansteuerung von 30 LED's mit 2 x UAA 170

Anzeigebereich für Steuerspannung $U_{St} = 0$ V bis 5 V, $U_{12/13} = 2 \times 1{,}2$ V $= 2{,}4$ V.

Da bei Über- bzw. Unterschreitung der durch R_3, R_4, R_5 eingestellten Maximal- bzw. Minimalspannungen U_{13} bzw. U_{12} die Dioden D 16 bzw. D17 dauernd leuchten, sind diese gegebenenfalls abzudecken.



Dieses Bild zeigt eine Erweiterung der Schaltung auf 30 Dioden mit 2 UAA 170. Die Dioden D16 oder D 17 leuchten bei Überschreiten der gegenseitigen Grenzwerte dauernd. Sie sind ggf. auszublenden. Die Referenzspannung $\Delta U_{12/13} = 2 \times 1{,}2$ V $= 2{,}4$ V wird hier von einer an Anschluß 14 verfügbaren stabilisierten Gleichspannung von typisch 5 V abgeleitet. Ein Widerstand von 6,2 kΩ sorgt für eine Überschneidung der Bereiche, um einen kontinuierlichen Übergang von D15 auf D18 zu gewährleisten. Die Steuerspannung U_{St} wird den Anschlüssen 11 parallel über einen Teiler $R_1 : R_2$ zugeführt. Der Spannungsteiler ist entsprechend der gewünschten Eingangsspannung zu dimensionieren. Wird ein Teilerstrom von $I = 100\,\mu$A zugrunde gelegt und eine Steuerspannung von $U_{St} = 10$ V angenommen, so folgt:

$$R_2 = \frac{\Delta U_{12/13}}{I} = \frac{2{,}4}{0{,}1} = 24\ \text{k}\Omega \text{ und}$$

$$R_1 = \frac{U_{St} - \Delta U_{12/13}}{I} = \frac{7{,}6}{0{,}1} = 76\ \text{k}\Omega$$

Der nächstliegende Normwert lautet $R_1 = 75$ kΩ. Die Spannungsdifferenz für die Weiterschaltung um eine Stelle beträgt dann $\Delta U_{St} = \frac{10\text{ V}}{30} = 0{,}16$ V.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
UAA 180	Q67000-A1104	DIP 18	14

Integrierte Schaltung zur Ansteuerung von 12 Leuchtdioden. Analog der Eingangsspannung wurden die LED's in Form eines Lichtbandes, ähnlich einer Thermometerskala, gesteuert.

Durch entsprechende Beschaltung kann die Helligkeit der LED's verändert und der Leuchtübergang zweier benachbarter LED's von „gleitend" bis „springend" eingestellt werden.

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	18	V
Eingangsspannung	U_3	6	V
	U_{16}	6	V
	U_{17}	6	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	78	K/W

Funktionsbereich

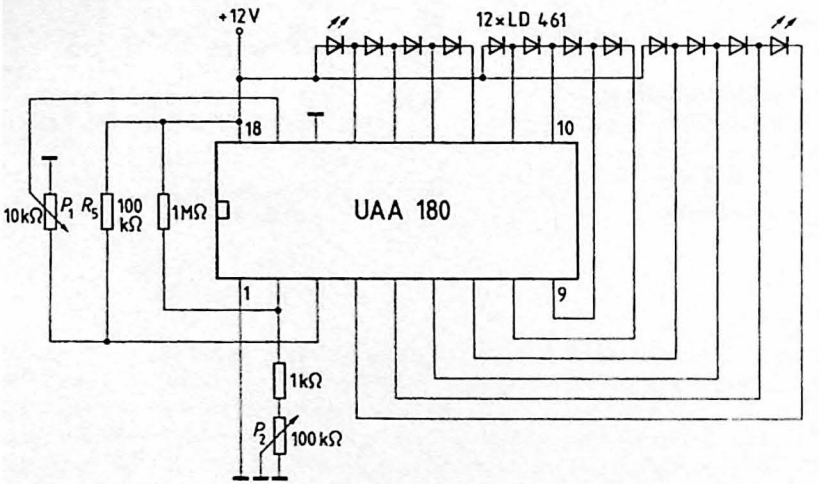
Speisespannung	U_S	10 bis 18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = 12$ V, $T_U = 25$ °C

		min	typ	max	
Eigenstromaufnahme ($I_2 = 0$) (ohne LED-Strom)	I_{18}		5,5	8,2	mA
Eingangsströme ($U_3 - U_{16} < 2$ V)	I_3		0,3	1	µA
	I_{16}		0,3	1	µA
	I_{17}		0,3	1	µA
Spannungsdifferenz für kontinuierlichen Leuchtübergang	$U_{16/3}$	1,0			V
Spannungsdifferenz für springenden Leuchtübergang	$U_{16/3}$	4,0			V
Diodenstrom je Diode	I_D		10		mA
Toleranz der LED-Flußspannungen	ΔU_D			1,0	V

Meßschaltung



P_1 Leuchtbandkontrolle
P_2 Helligkeitskontrolle

Funktions- und Schaltungsbeschreibung

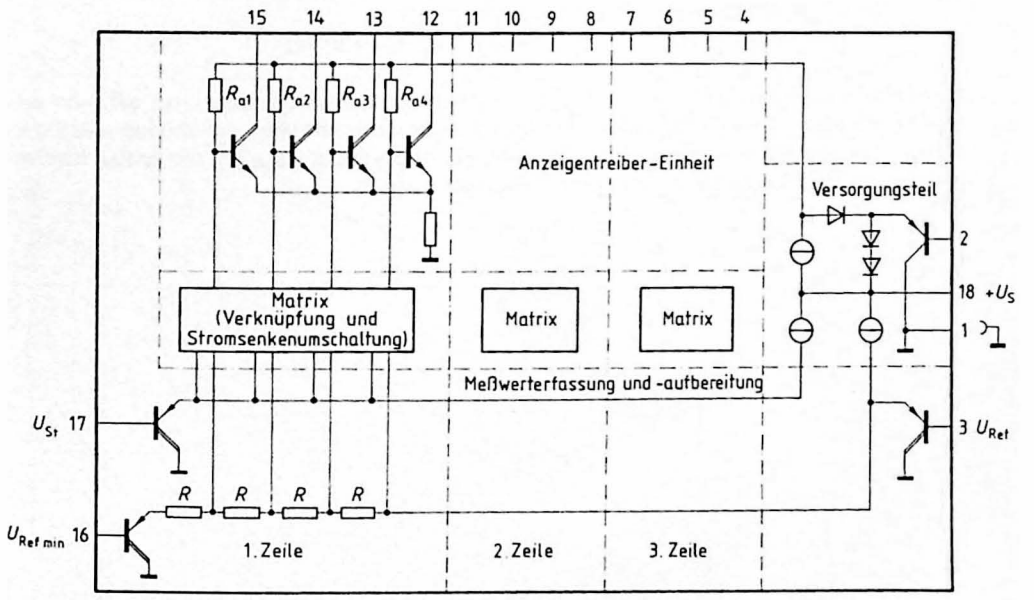
Skalenanzeigen in Form eines wachsenden Lichtbandes eignen sich besonders für die Erfassung von Richtwerten. Anwendungen dieser Art ergeben sich z.B. bei Füllstandsmessern, Aussteuerungsanzeigen, Tachometern, Feldstärkeanzeigen usw. Bei einem Einsatz in Meßgeräten bietet sich eine Bereichseingrenzung durch verschiedenfarbige LED's an.

Die Spannungsdifferenz zwischen den Anschlüssen 16 und 3 entspricht dabei dem möglichen Anzeigebereich. $U_{16/3}$ bestimmt gleichzeitig den Leuchtübergang zweier Dioden. Das Leuchtband gleitet bei $U_{16/3} \geq 1\,V$ kontinuierlich entlang der LED-Reihe. Mit zunehmender Spannungsdifferenz wird der Übergang abrupter, bis bei $U_{16/3} \approx 4\,V$ das Leuchtband von Diode zu Diode springt.

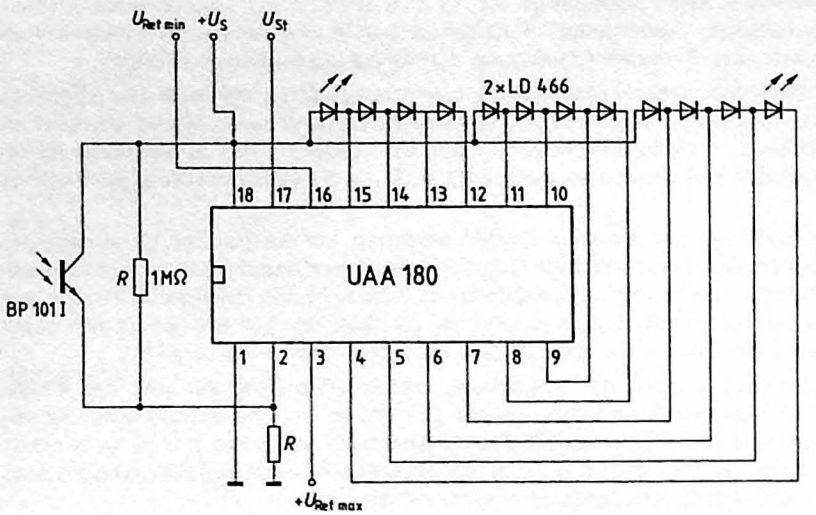
Jedes Quartett muß aus gleichartigen Dioden bestehen, um die Funktion sicherzustellen. Es ist daher möglich, das erste und dritte Quartett rotleuchtend und das zweite Quartett grünleuchtend auszuführen, um einen Arbeitsbereich zu kennzeichnen. Der Anschluß 2 dient zur Festlegung des Diodenstroms. Entsprechend der gewünschten Lichtstärke läßt sich damit der Durchlaßstrom der Dioden im Bereich $I_F \approx 0\,mA$ bis 10 mA linear variieren.

Anwendungsschaltung 1 zeigt die Möglichkeit, diesen Widerstand mit Hilfe des Phototransistors BP 101 regelbar auszulegen, um die Lichtstärke an eine veränderliche Umfeldhelligkeit anzupassen. Der Regelbereich des Diodenstroms reicht von $I_F \approx 5\,mA$ in unbeleuchtetem Zustand der BP 101 bis $I_F \approx 10\,mA$ bei voller Beleuchtung. Ohne Beschaltung an Anschluß 2 stellt sich ein Diodenstrom von 10 mA ein.

Blockschaltbild



Anwendungsbeschaltung 1

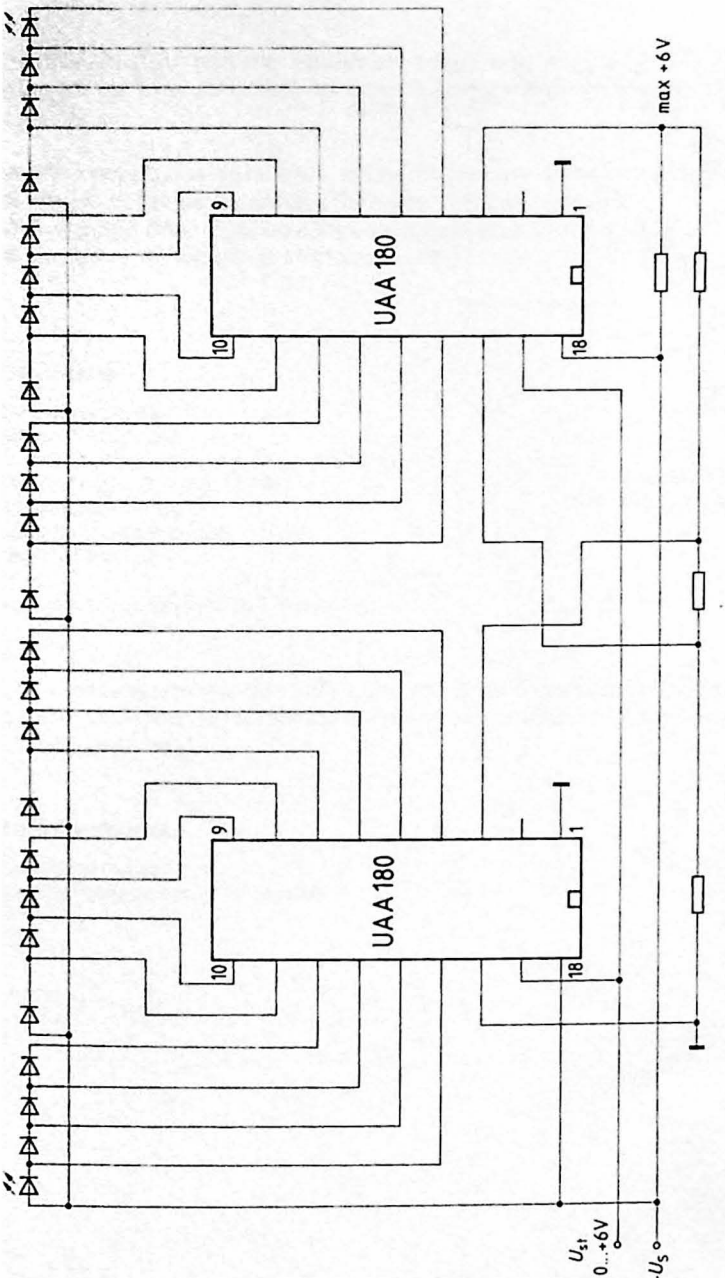


Die Widerstände R_1 bis R_7 sind – unter Berücksichtigung der jeweiligen Grenzdaten – in weitem Bereich variierbar.

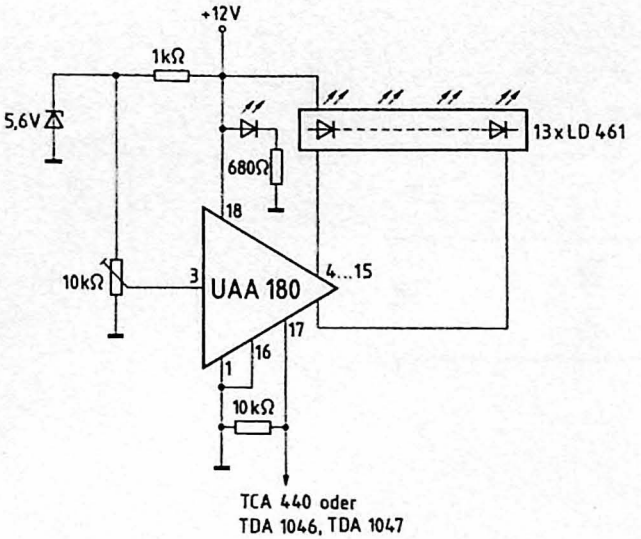
Vorschlag für fließenden Leuchtübergang: $R_3 = 820\ \Omega$
$R_4 = 56\ k\Omega$
$R_5 = 220\ k\Omega$
$R_6 = 2{,}2\ k\Omega$ bis $100\ k\Omega$

Wird in einem Quartett nicht die volle Zahl von Anzeigendioden benötigt und will man die ersten beschalteten Dioden bei Vollaussteuerung leuchtend belassen, so müssen statt der fehlenden Leuchtdioden Brücken eingesetzt werden. Andernfalls schalten die ersten Dioden des Quartetts bei Überschreiten des Anzeigebereichs ab.

Anwendungsschaltung 2
zur Kaskadierung mehrerer UAA 180 (bis zu 7)



Anwendungsschaltung zur Feldstärkeanzeige



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 2131	Q67000-A2044	DIP 22	16

Der SDA 2131 enthält die statischen Anzeigentreiber für 16 LED-Dioden mit je 10 mA Ausgangsstrom. Eine serielle Datenschnittstelle ermöglicht einfachen Anschluß an einen Mikrocomputer.

- Integrierte Lastwiderstände, dadurch geringer externer Hardware-Aufwand
- Anzahl der angesteuerten LED's über Software wählbar
- Ausgänge über eigenen Eingang abschaltbar (Dunkeltastung)
- Einfacher Anschluß an Mikrocomputer

Grenzdaten

Speisespannung	U_{S7}	−0,3 bis 7	V
Eingangsspannung	$U_{i4,5,6}$	−0,3 bis 7	V
Ausgangsspannung (Ausgänge gesperrt) (Anschlüsse 1–3, 9–16, 18–22)	U_{qH}	−0,3 bis 7	V
Eingangsspannung C	U_{C8}	−0,3 bis U_S	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	65	K/W

Die Anodenspannung der LED's und die Anzahl der gleichzeitig aktiven Ausgänge ist so zu wählen, daß eine Gesamtverlustleistung von 800 mW in der integrierten Schaltung nicht überschritten wird.

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{S7}	4,5 bis 5,5	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C

Kenndaten

$U_S = 5$ V; $T_U = 25$ °C

		min	typ	max	
Speisestrom (alle LED EIN) ($I_q = 10$ mA)	I_{S7}		10	15	mA
Ruhestrom ($I_q = 0$; C = „L")	I_{S7}		2,5	3,5	mA
Umschaltspannung	$U_{S4,5,6}$	0,8	1,4	2,0	V
H-Eingangsstrom ($U_H = 5{,}5$ V)	$I_{H4,5,6}$			1	µA
L-Eingangsstrom ($U_L = 0{,}4$ V)	$-I_{L4,5,6}$			10	µA
Ausgangsstrom ($U_q = 2{,}9$ V) (Anschlüsse 1–3, 9–16, 18–22)	I_q	8	10	12,5	mA
Ausgangssperrstrom ($U_q = U_S$) (Anschlüsse 1–3, 9–16, 18–22)	$I_{q\,sperr}$			10	µA
Umschaltspannung C	U_{S8}	1,5	2,1	2,7	V
H-Eingangsstrom C ($U_{H8} = 5$ V)	I_{H8}		0,6	0,9	mA
L-Eingangsstrom C ($U_{L8} = 0$ V)	$-I_{L8}$			1	µA
H-Eingangsstrom C (bei Umschaltspannung)	I_{H8}			15	µA

Schaltzeiten

T (Anschluß 5)	H-Impulsbreite	t_{HT}	1		µs
	L-Impulsbreite	t_{LT}	2		µs
	Vorbereitungszeit	t_{VT}	0		µs
	Haltezeit	t_{hT}	0		µs
D (Anschluß 4)	Vorbereitungszeit	t_{VD}	0,5		µs
	Haltezeit	t_{hD}	0,5		µs
E (Anschluß 6)	H-Impulsbreite	t_{HE}	50		µs
	L-Impulsbreite	t_{LE}	0,5		µs
	Vorbereitungszeit	t_{VE}	1,5		µs
	Haltezeit	t_{hE}	1		µs
A	Verzögerungszeit	t_A	10		µs

Schaltungsbeschreibung

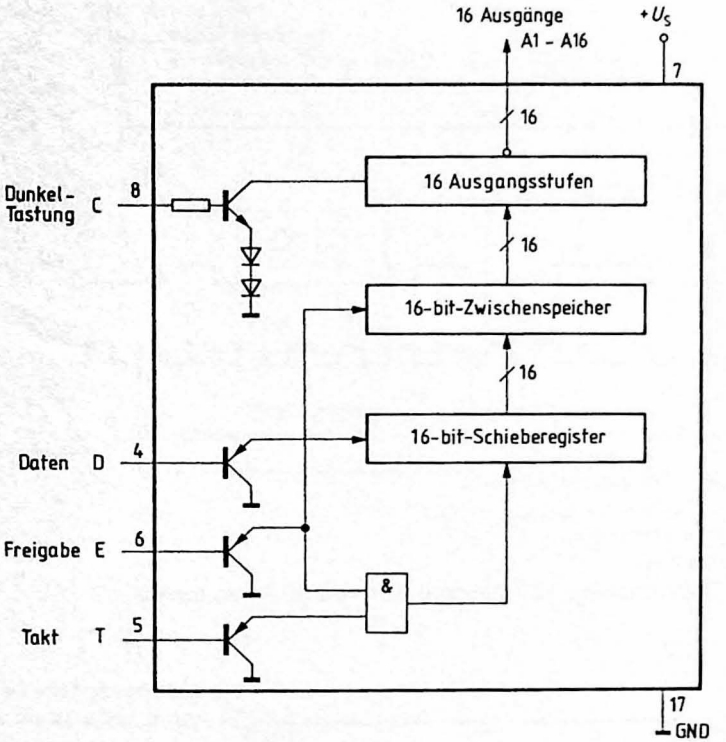
Eine serielle Datenschnittstelle, die aus einem Dateneingang D, einem Freigabeeingang E und einem Takteingang T besteht, ermöglicht einen Anschluß des Bausteins an einen Mikroprozessor. Die 16-bit-Information („H" an Eingang D entspricht Stromfluß an den jeweiligen Ausgängen A1 ... A16) wird über den seriellen Dateneingang, beginnend mit dem LSB, in ein 16-bit-Schieberegister geladen. Eingeschoben wird mit der H-L-Flanke des Schiebetakts an T. Die Übernahme der Daten an D erfolgt nur während des H-Zustands am Freigabeeingang E. Ein Zwischenspeicher übernimmt die Daten aus dem Schieberegister mit der H-L-Flanke des Freigabeeingangs. Der Zwischenspeicher steuert unmittelbar die Ausgänge A1 bis A16.

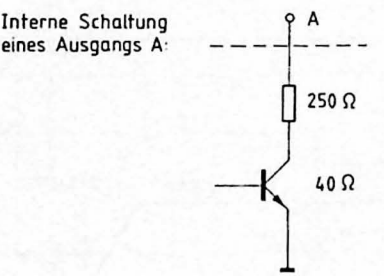
Der Ausgangsstrom wird durch einen internen Widerstand von 290 Ω begrenzt.

Über den Eingang C können die Ausgänge abgeschaltet werden ($U_{C8} = 0$ V).

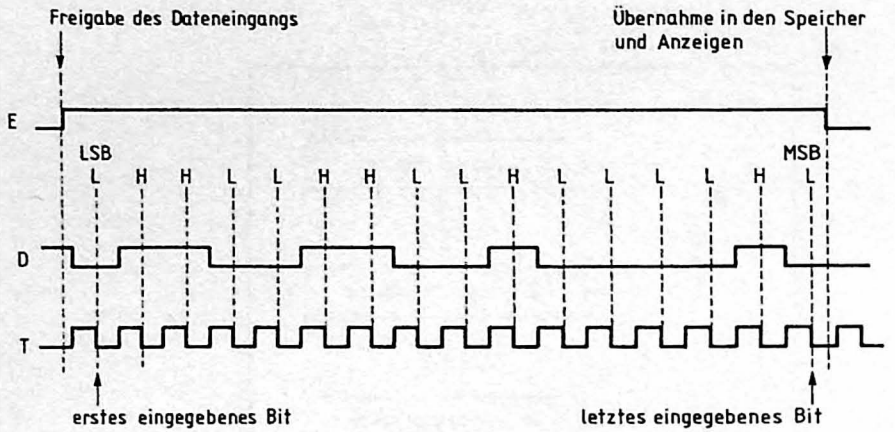
Die Eingänge D, E und T und der Eingang C sind TTL-kompatibel.

Blockschaltbild





Impulsdiagramm



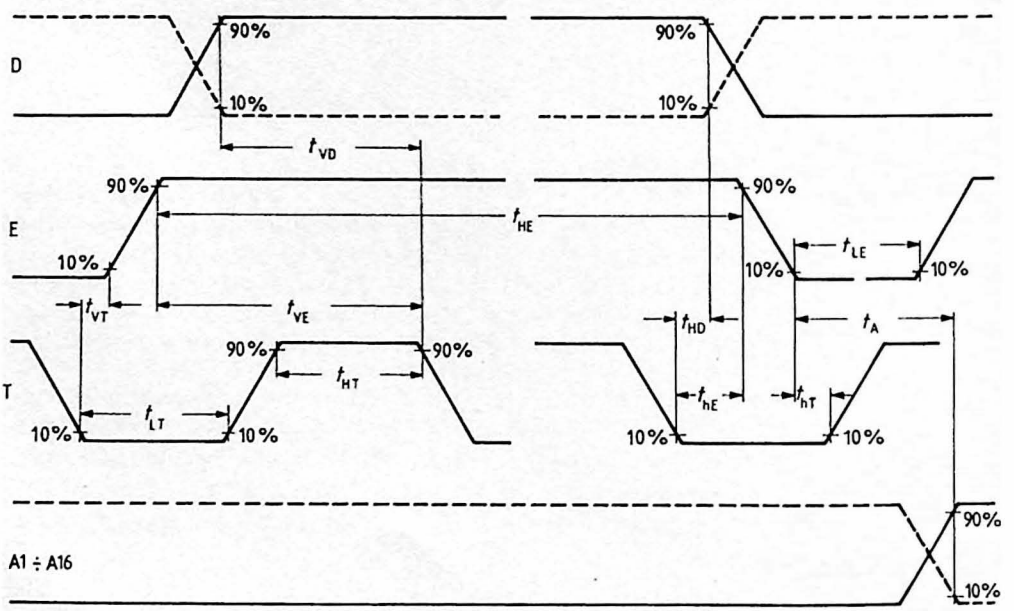
Speicherinhalt nach der fallenden Flanke von E

LSB MSB

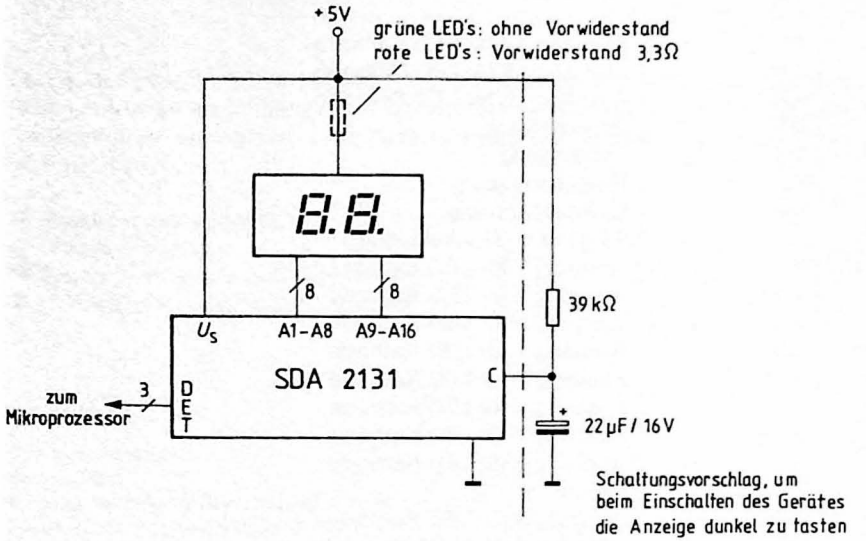
L H H L L H H L L H L L L L H L

Die an D mit T zuerst eingeschobene Information (LSB) wird an A1 angezeigt.

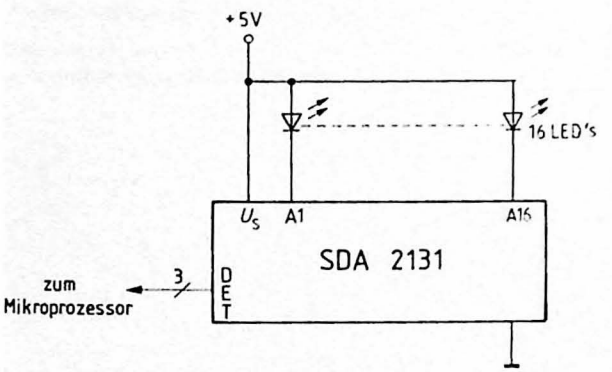
Impulsdiagramm



Anwendungsschaltung 1
2stellige 7-Segmentanzeige



Anwendungsschaltung 2
Pointer Anzeige (1 von 16 Dioden leuchtet)



Anschlußbelegung

Anschluß-Nr.	Symbol	Funktion
1	A14	Ausgang 14 für LED Kathode
2	A15	Ausgang 15 für LED Kathode
3	A16	Ausgang 16 für LED Kathode
4	D	Dateneingang
5	T	Takteingang
6	E	Freigabeeingang
7	U_S	Speisespannung
8	C	Eingang für Dunkeltastung
9	A 1	Ausgang 1 für LED Kathode
10	A 2	Ausgang 2 für LED Kathode
11	A 3	Ausgang 3 für LED Kathode
12	A 4	Ausgang 4 für LED Kathode
13	A 5	Ausgang 5 für LED Kathode
14	A 6	Ausgang 6 für LED Kathode
15	A 7	Ausgang 7 für LED Kathode
16	A 8	Ausgang 8 für LED Kathode
17	GND	Masse
18	A 9	Ausgang 9 für LED Kathode
19	A 10	Ausgang 10 für LED Kathode
20	A 11	Ausgang 11 für LED Kathode
21	A 12	Ausgang 12 für LED Kathode
22	A 13	Ausgang 13 für LED Kathode

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild-Nr.
SDA 2014	Q67000-Y538	DIP 18	13

Der kaskadierbare LED-Anzeigentreiber SDA 2014 decodiert einen seriell angebotenen BCD-Code und treibt im Multiplex-Betrieb wahlweise 2 oder 4 Digits. Ein Ausgang mit serieller Datenausgabe ermöglicht eine Kaskadierung der Anzeigentreiber für mehr als 4 Digits (6, 8, 10 ... usw.).

- Seriell eingelesener BCD-Code
- Enable-Eingang
- Beliebige Anzahl von IC kaskadierbar
- Wahlweise 2- oder 4-Digit-Betrieb

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	8,5	V
Speisestrom	I_S	400	mA
Eingangsspannung (Anschlüsse 7, 8, 9)	U_i	5,5	V
Ausgangsspannung (Anschluß 10)	U_{qH}	8,5	V
H-Ausgangsstrom (Anschlüsse 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18)	I_{qH}	−60	mA
L-Ausgangsstrom (Anschlüsse 2, 3, 4, 5)	I_{qL}	380	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−65 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,5 bis 8	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C

Kenndaten

$U_S = 5{,}0$ V, $T_U = 25$ °C (wenn nicht anders angegeben)

		min	typ	max	
Eigenstrombedarf ohne Last ($U_S = 8$ V)	I_S		20	31	mA
Stromaufnahme ($U_S = 8$ V)	I_S			380	mA
Obere Schwellenspannung (Anschlüsse 7, 8, 9)	U_{So}		1,3		V
Untere Schwellenspannung (Anschlüsse 7, 8, 9)	U_{Su}		0,7		V
Hysterese (Anschlüsse 7, 8, 9)	H_y		0,6		V
H-Ausgangsspannung (Anschlüsse 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18) $U_S = 8$ V, $I_{qH} = -40$ mA	U_{qH}			7,35	V
H-Ausgangsspannung (Anschlüsse 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18) $U_S = 4{,}5$ V, $I_{qH} = -40$ mA	U_{qH}	3,2			V
L-Ausgangsspannung (Anschlüsse 2, 3, 4, 5) $U_S = 4{,}5$ V, $I_{qL} = 280$ mA	U_{qL}		0,6	0,8	V
H-Eingangsstrom (Anschlüsse 7, 8, 9) $U_i = 50$ V	I_{iH}			8	µA
L-Eingangsstrom (Anschlüsse 6, 7, 8, 9) $U_S = 8$ V, $U_{iL} = 0{,}4$ V	I_{iL}			−50	µA
H-Ausgangsstrom (Anschlüsse 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18) $U_S = 8$ V	I_{qH}			−48[1]	mA
H-Ausgangsstrom (Anschlüsse 2, 3, 4, 5) $U_S = 8$ V	I_{qH}			50	µA
L-Ausgangsstrom (Anschlüsse 2, 3, 4, 5) $U_S = 8$ V	I_{qL}			336	mA
H-Ausgangsspannung (Anschluß 10) $-I_{qH} = 200$ µA	U_{qH}	U_S-2	$U_S-1{,}5$	U_S-1	V
L-Ausgangsspannung (Anschluß 10) $I_{qL} = 3$ mA, $U_S = 4{,}5$ V	U_{qL}			0,4	V
Kurzschlußausgangsstrom (Anschluß 10) $U_S = 8$ V, max. 1 s Dauer	I_q	−20		−50	mA

1) 48 mA = 12 mA Integralwert bei 4 Digitbetrieb bzw. 24 mA bei 2 Digitbetrieb

Schaltzeiten

		min	typ	max	
H-Impulsbreite (Pegel = 2 V)	$t_{WH\,8}$	0,5	0,1		µs
L-Impulsbreite (Pegel = 0,6 V)	$t_{WL\,8}$	3	1,5		µs
Haltezeit	$t_{H\,8}$	0,3	0		µs
Vorbereitungszeit	$t_{V\,9}$	0	–0,4		µs
Haltezeit	$t_{H\,9}$	3	1,5		µs
Vorbereitungszeit	$t_{V\,7}$	0	–0,3		µs
Haltezeit	$t_{H\,7}$	3			µs
L-Impulsbreite (Pegel = 0,6 V)	$t_{WL\,7}$	3	1,6		µs
H-Impulsbreite (Pegel = 2 V)	$t_{WH\,7}$	70	50		µs
H-Impulsbreite (Anschlüsse 2, 3, 4, 5) **4-Digitbetrieb**	t_{WH}		4,5		ms
L-Impulsbreite (Anschlüsse 2, 3, 4, 5) **4-Digitbetrieb**	t_{WL}		1,5		ms
Vorbereitungszeit (Anschlüsse 2, 3, 4, 5)	t_V	0		2	µs
H-Impulsbreite **2-Digitbetrieb**	$t_{WH\,2,3}$		3		ms
L-Impulsbreite **2-Digitbetrieb**	$t_{WL\,2,3}$		3		ms
Vorbereitungszeit	$t_{V\,2,3}$	0		2	µs

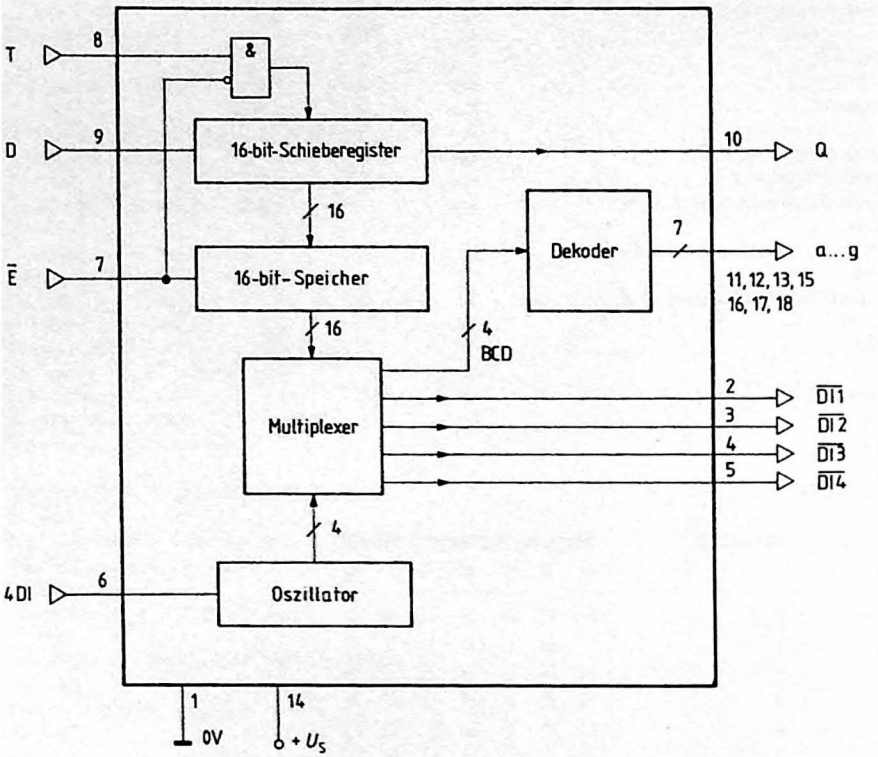
Wahrheitstabelle

Daten D LSB...MSB[1])				Anzeige	Segmenttreiber (aktiv H) a	b	c	d	e	f	g
L	L	L	L	0	H	H	H	H	H	H	L
H	L	L	L	1	L	H	H	L	L	L	L
L	H	L	L	2	H	H	L	H	H	L	H
H	H	L	L	3	H	H	H	H	L	L	H
L	L	H	L	4	L	H	H	L	L	H	H
H	L	H	L	5	H	L	H	H	L	H	H
L	H	H	L	6	H	L	H	H	H	H	H
H	H	H	L	7	H	H	H	L	L	L	L
L	L	L	H	8	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	H	9	H	H	H	H	L	H	H
L	H	L	H	dunkel	L	L	L	L	L	L	L
H	H	L	H	dunkel	L	L	L	L	L	L	L
L	L	H	H	dunkel	L	L	L	L	L	L	L
H	L	H	H	dunkel	L	L	L	L	L	L	L
L	H	H	H	dunkel	L	L	L	L	L	L	L
H	H	H	H	dunkel	L	L	L	L	L	L	L

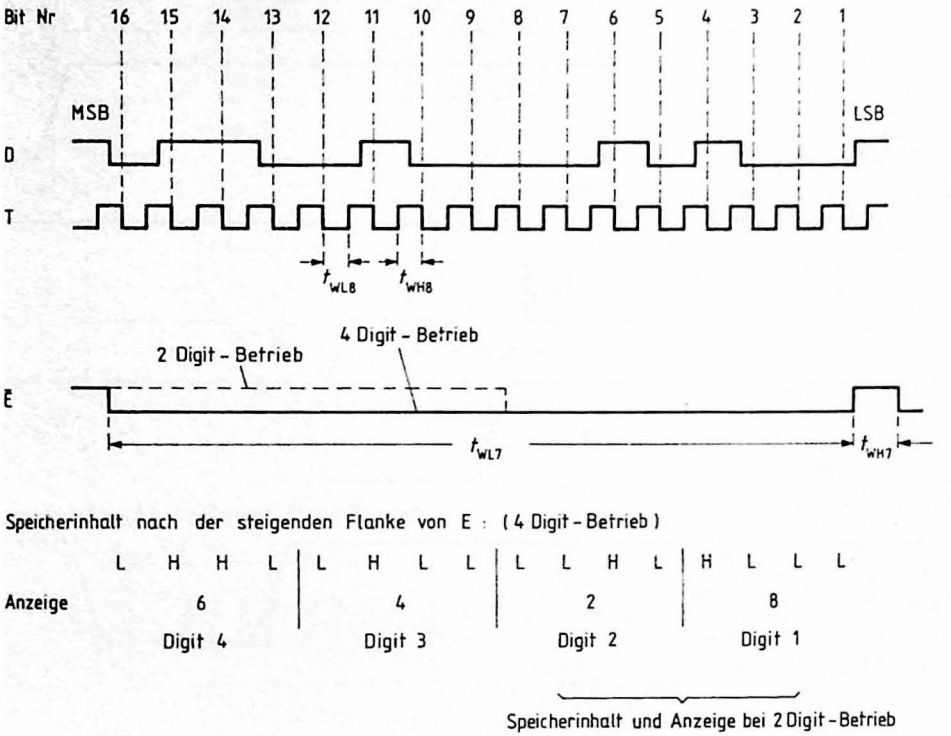
Segmentbezeichnung

1) LSB = niederwertigstes Bit
MSB = höchstwertiges Bit

Blockschaltbild



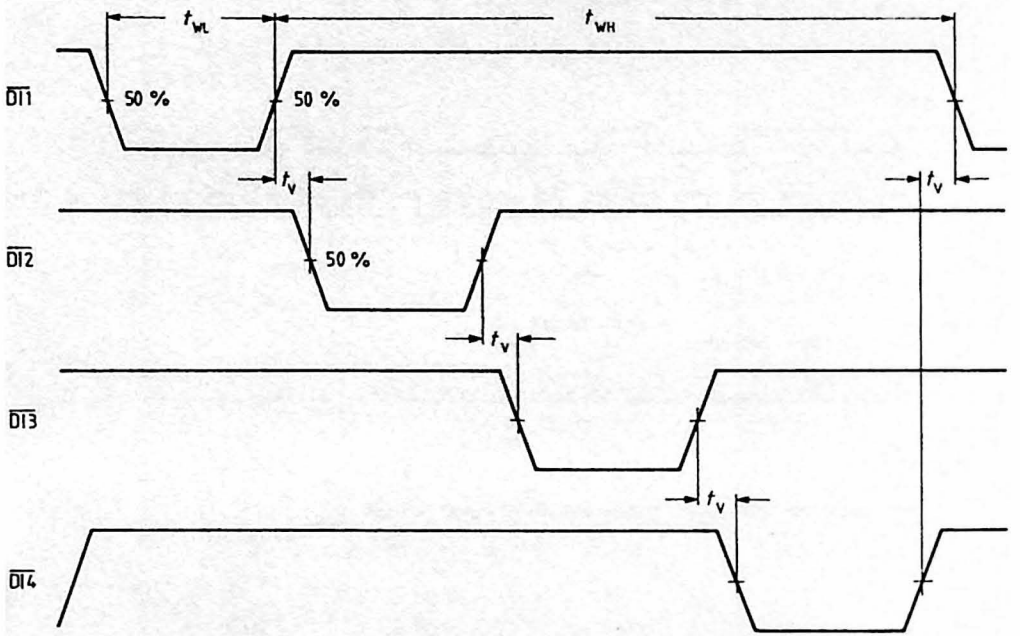
Impulsdiagramm



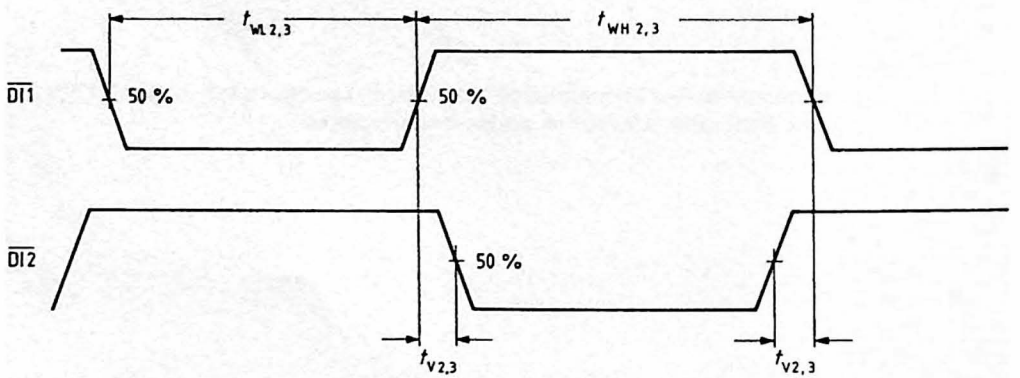
Anmerkung:

Die an D zuerst eingeschriebene Information wird an Digit 4 angelegt, es folgen Digit 3, Digit 2 und Digit 1. Bei jeder Ziffer muß MSB zuerst eingeschoben werden.

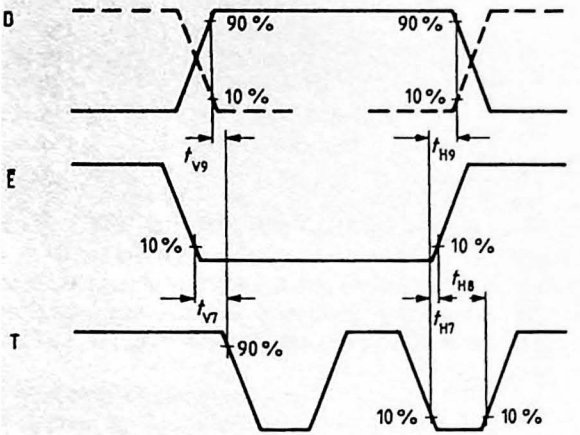
Impulsdiagramm



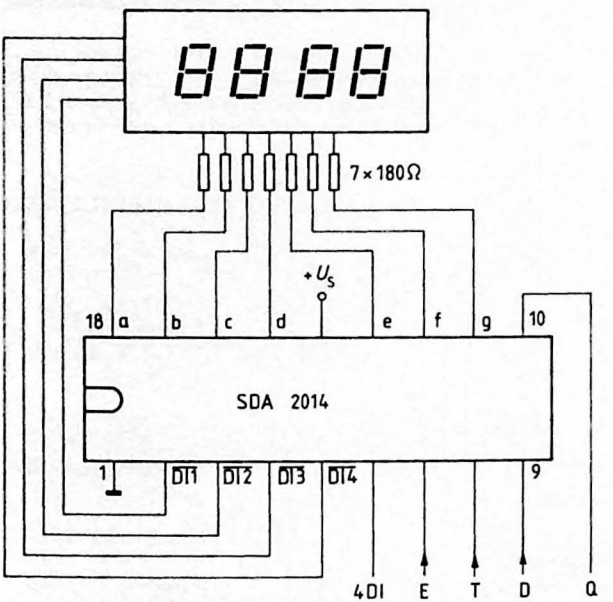
2-Digit – Betrieb



Vorbereitungs- und Haltezeiten



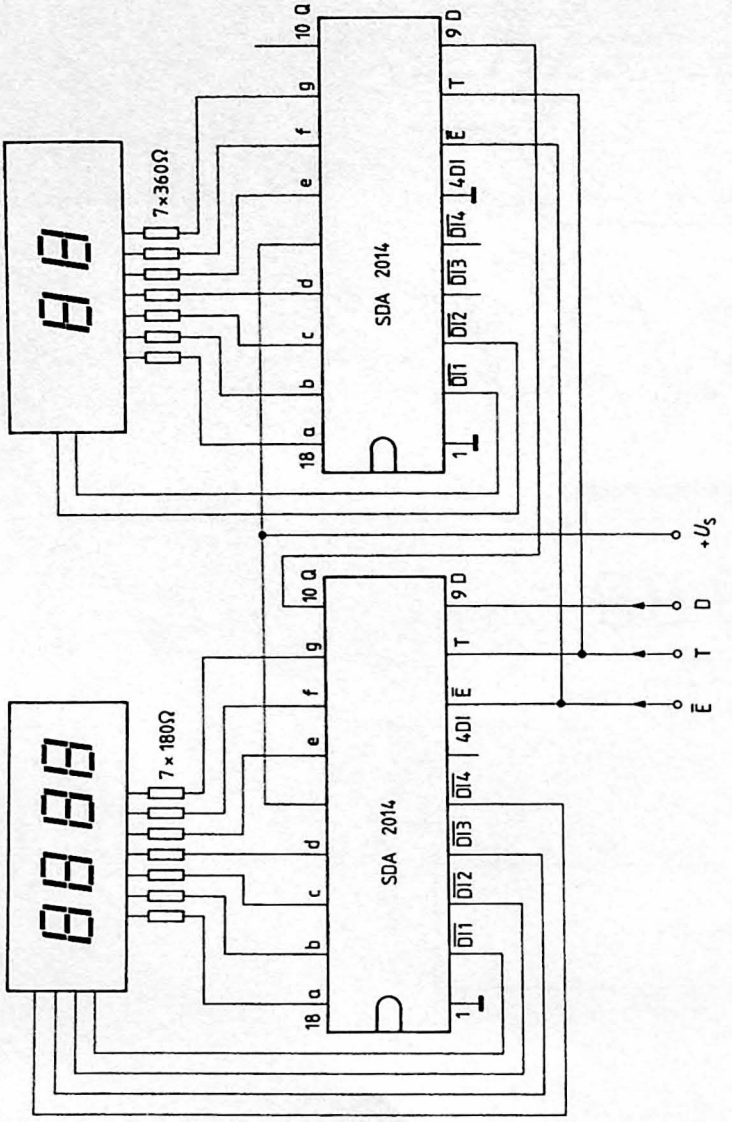
Anwendungsschaltung 4-Digit-Betrieb



Beim 2 Digit-Betrieb ($\overline{DI1}$ und $\overline{DI12}$) wird 4DI an Masse gelegt

Anwendungsschaltung

Beispiel: Kaskadierung auf 6 Digits



Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren

TCA 671; G
TCA 871; G
TCA 971
TCA 991

Bipolare Schaltung

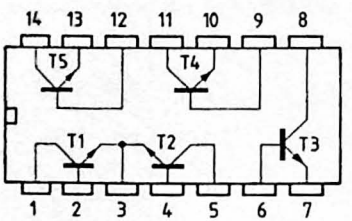
Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TCA 671	Q67000-T1	DIP 14	10
TCA 871	Q67000-T2		
TCA 971	Q67000-T11		
TCA 991	Q67000-T12		
TCA 671 G	Q67000-A2366	SO-14	30
TCA 871 G	Q67000-A2367		

TCA 671, TCA 871, TCA 971 und TCA 991 sind monolithisch integrierte Transistor-Arrays mit je 5 NPN-Transistoren. Die Arrays sind für Schalter- und Verstärkeranwendungen bis ca. 10 MHz geeignet. Wegen des einheitlichen Aufbaus streuen die Daten der Transistoren nur wenig. Die Arrays sind vorteilhaft einzusetzen in: Lampentreiber, Verstärker, Impulsgeber und TCA 971 und TCA 991 besonders für diskret aufgebaute Differenzverstärker.

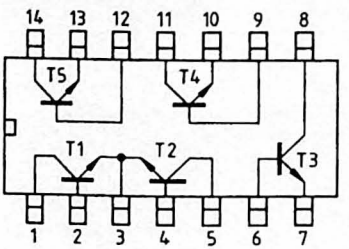
- Vielseitig einsetzbar
- Geringe Streuung von U_{BE} und B
- Großer Ausgangsstrom
- Guter thermischer Gleichlauf

Anschlußanordnungen

TCA 671, TCA 871 Substrat = Anschluß 3
TCA 971, TCA 991 Substrat = Anschluß 13
Der Substratanschluß muß mit dem negativsten Potential verbunden werden.



TCA 671 G, TCA 871 G



Grenzdaten

		TCA 671 TCA 971	TCA 871 TCA 991	
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung	U_{CB0}	45	35	V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung	U_{CE0}	42	32	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung	U_{EB0}	6	6	V
Kollektor-Substratspannung ($I_C = 100\ \mu A$)	U_{CS}	80	60	V
Kollektor-Strom	I_C	200	200	mA
Basisstrom	I_B	10	10	mA
zul. Verlustleistung für Einzeltransistor	P_{tot}	300	300	mW
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Lagertemperatur	T_s	−40 bis 125	−40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	85	85	K/W
TCA 671 G; TCA 871 G	$R_{th\,SU}$	145	145	K/W

Funktionsbereich

Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$T_U = 25$ °C

		TCA 671 TCA 971			TCA 871 TCA 991			
		min	typ	max	min	typ	max	
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung bei $I_C = 100\ \mu A$, $I_E = 0$	U_{CB0}	45			35			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei $I_C = 100\ \mu A$, $I_B = 0$	U_{CE0}	42			32			V
Kollektor-Substrat-Durchbruchspannung bei $I_C = 100\ \mu A$, $I_{CS} = 0$	U_{CS}	80			60			V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung bei $I_E = 100\ \mu A$, $I_C = 0$	U_{EB0}	6			6			V
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung bei $I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA	$U_{CE\,Sat}$		200	350		200	350	mV
Kollektor-Basis-Reststrom bei $U_{CB} = 25$ V, $I_E = 0$	I_{CB0}		0,02	1		0,02	10	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom bei $U_{CE} = 25$ V, $I_B = 0$	I_{CE0}			10		1	100	µA
Statische Stromverstärkung	B							
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 100\ \mu A$		40	80		40	80		
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA		100	140		100	140		
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 10$ mA		100	160		100	160		
bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 100$ mA		40	100		40	100		

Kenndaten
$T_U = 25\,°C$

		TCA 671 TCA 971			TCA 871 TCA 991			
		min	typ	max	min	typ	max	
Differenzbasisstrom für Transistoren T1 – T2 bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	I_{BD}		0,5	1		1		µA
Basis-Emitter-Spannung bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	U_{BE}		0,65			0,65		V
Differenz-Basis-Emitterspannung für T1 + T2 Transistoren, bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	U_{BED}		2	5		4		mV
Differenz-Basis-Emitterspannung für T3 bis T5 Transistoren, bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	U_{BED}		4	10		6		mV
Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung bei $U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA	$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T}$		−2			−2		mV/K
Transitfrequenz	f_T	300	550		300	550		MHz

Schaltzeiten

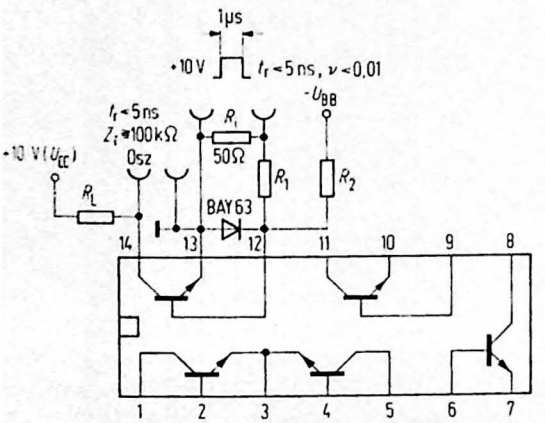
$I_C : I_{B1} : -I_{B2} \approx 10:1:1$ mA; $R_1 = 5$ kΩ; $R_2 = 5$ kΩ; $U_{BB} = 3{,}5$ V; $R_L = 990$ Ω

t_{ein} 85 (< 150) ns t_{aus} 480 (< 800) ns

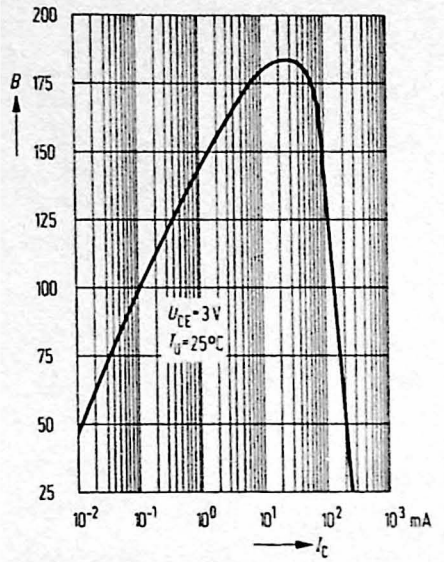
$I_C : I_{B1} : -I_{B2} \approx 100:10:10$ mA; $R_1 = 500$ Ω; $R_2 = 700$ Ω; $U_{BB} = 5$ V; $R_L = 98$ Ω

t_{ein} 55 (< 150) ns t_{aus} 450 (< 800) ns

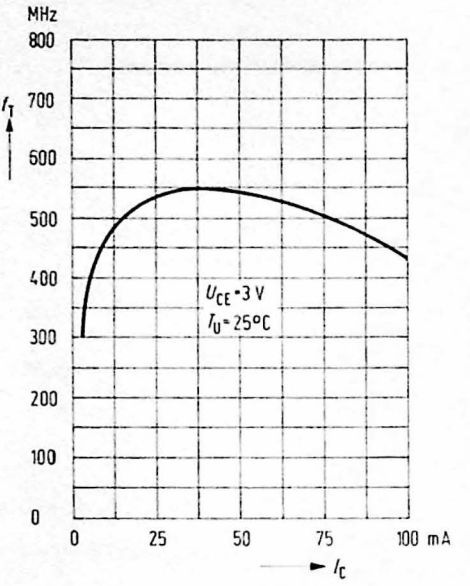
Meßschaltung für Schaltzeiten



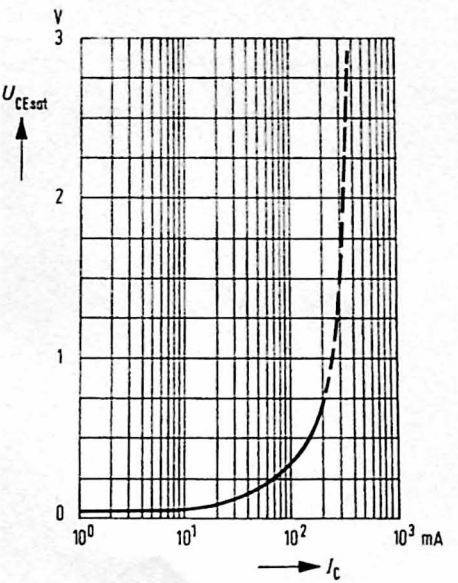
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
$U_{CE} = 3$ V; $T_U = 25$ °C



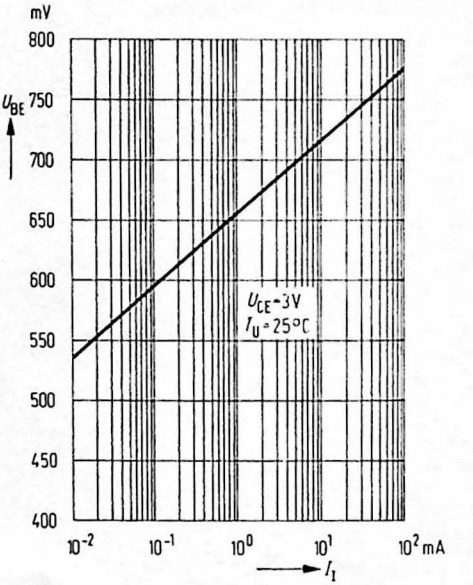
Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$
$U_{CE} = 3$ V; $T_U = 25$ °C



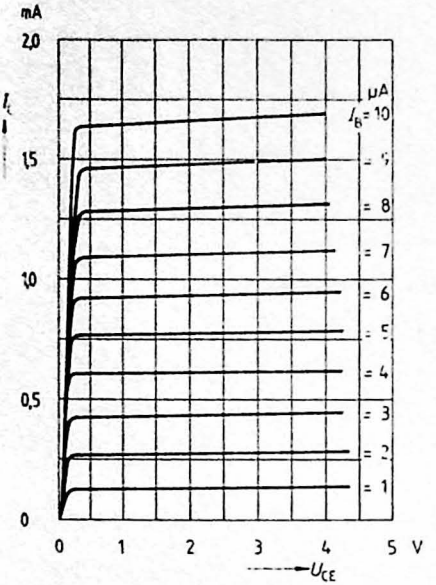
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
$U_{CEsat} = f(I_C)$; $B = 20$



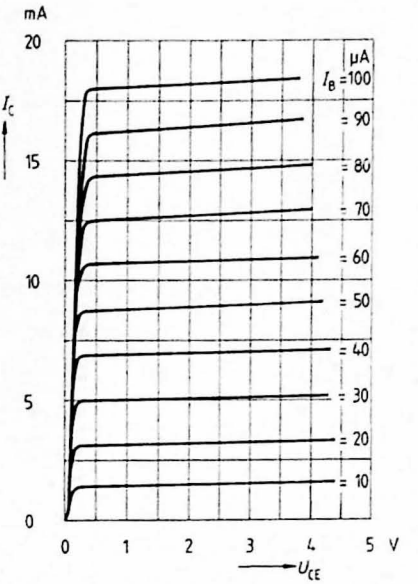
Basis-Emitter-Spannung $U_{BE} = f(I_I)$
$U_{CE} = 3$ V; $T_U = 25$ °C



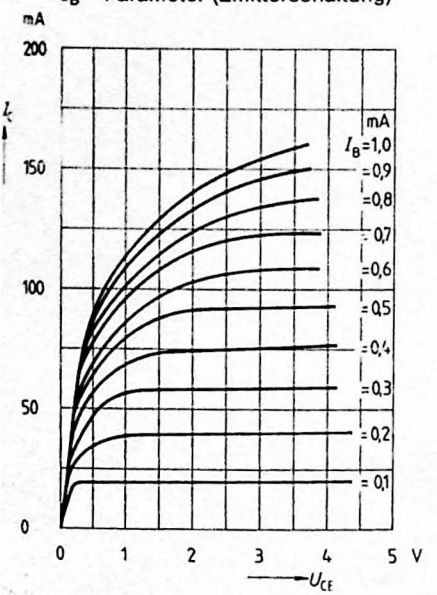
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B – Parameter (Emitterschaltung)



Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
I_B – Parameter (Emitterschaltung)



Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B – Parameter (Emitterschaltung)



Thyristor- und Triacansteuerungen

Vorläufige Daten Bipolare Schaltung

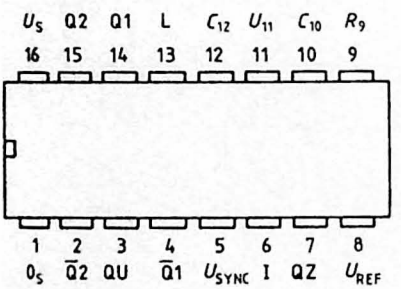
Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild-Nr.
TCA 785	Q67000-A2321	DIP 16	11

Phasenanschnittschaltung zur Steuerung von Thyristoren, Triacs und Transistoren. Die Steuerimpulse lassen sich zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschieben. Typische Anwendungen sind Stromrichterschaltungen, Wechselstromsteller und Drehstromsteller.

Diese IC ersetzt die bisherigen Typen TCA 780 und TCA 780 D.

- Sichere Erkennung des Nulldurchgangs
- Breites Anwendungsfeld
- Als Nullpunktschalter einsetzbar
- LSL-kompatibel
- Dreiphasenbetrieb möglich (3 IC)
- Ausgangsstrom 250 mA
- Großer Rampenstrombereich
- Weiter Temperaturbereich

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschl. Nr.	Symbol	Funktion
1	0_S	Masse
2	$\overline{Q2}$	Ausgang 2 invertiert
3	QU	Ausgang U
4	$\overline{Q1}$	Ausgang 1 invertiert
5	U_{SYNC}	Synchronspannung
6	I	Inhibit
7	QZ	Ausgang Z
8	U_{REF}	Stabilisierte Spannung
9	R_9	Rampenwiderstand
10	C_{10}	Rampenkapazität
11	U_{11}	Steuerspannung
12	C_{12}	Impulsverlängerung
13	L	Langimpuls
14	Q1	Ausgang 1
15	Q2	Ausgang 2
16	U_S	Speisespannung

Funktionsbeschreibung

Das Synchronisiersignal wird über einen hochohmigen Widerstand von der Netzspannung abgeleitet (Spannung U_5). Ein Nulldetektor wertet die Nulldurchgänge aus und führt sie dem Synchronisierspeicher zu.

Dieser steuert einen Rampengenerator, dessen Kondensator C_{10} durch einen Konstantstrom (bestimmt durch R_9) aufgeladen wird. Überschreitet die Rampenspannung U_{10} die Steuerspannung U_{11} (Schaltpunkt φ) wird ein Signal an die Logik weitergeleitet. Abhängig von der Größe der Steuerspannung U_{11} kann der Schaltpunkt φ zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschoben werden.

An den Ausgängen Q1 und Q2 erscheint für jede Halbwelle je ein positiver Impuls von ca 30 µs Dauer. Die Impulsdauer kann über einen Kondensator C_{12} bis 180° verlängert werden. Wird Anschluß 12 nach Masse geschaltet, ergeben sich Impulse mit einer Länge von φ bis 180°.

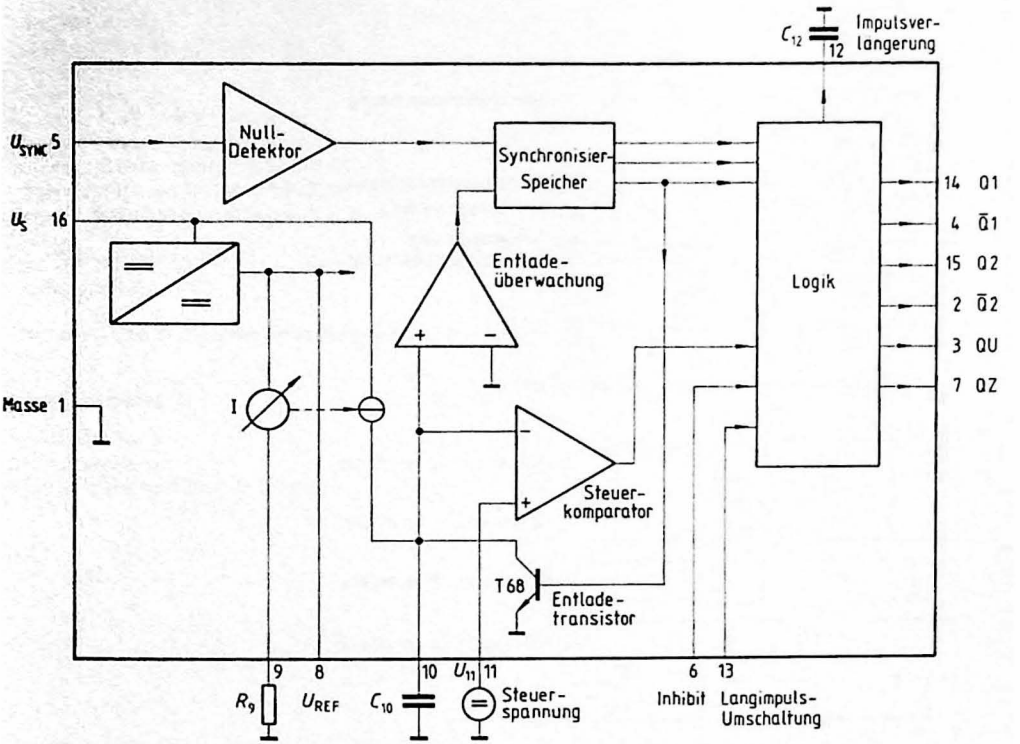
An den Ausgängen $\overline{Q1}$ und $\overline{Q2}$ stehen die inversen Signale Q1 und Q2 an.

Am Anschluß 3 wird ein Signal φ +180° angeboten, das zur Steuerung einer externen Logik benützt werden kann.

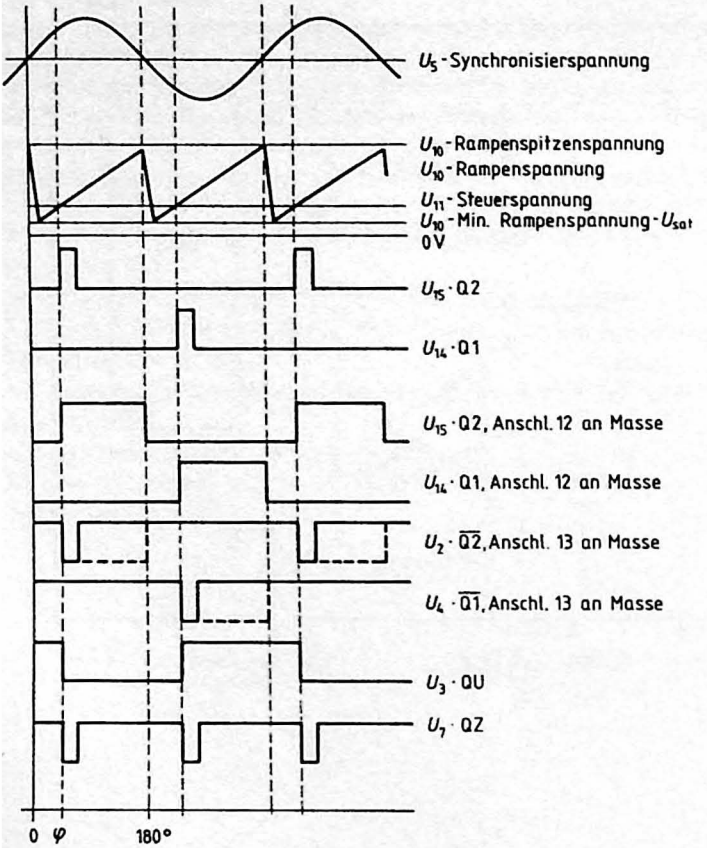
Am Ausgang QZ (Anschluß 7) liegt ein Signal an, das der NOR-Verknüpfung von Q1 und Q2 entspricht.

Mit dem Inhibiteingang können die Ausgänge Q1, Q2 und $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$, QU gesperrt werden. Mit dem Anschluß 13 können die Ausgänge $\overline{Q1}$ und $\overline{Q2}$ auf volle Impulslänge (180° − φ) verlängert werden.

Blockschaltbild



Impulsdiagramm



Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	−0,5	18	V
Ausgangsstrom an Anschluß 14, 15	I_Q	−10	400	mA
Spannung Inhibit	U_6	−0,5	U_S	V
Steuerspannung	U_{11}	−0,5	U_S	V
Spannung Kurzimpulsschaltung	U_{13}	−0,5	U_S	V
Synchronisations-Eingangsstrom	I_5	−200	±200	µA
Ausgangsspannung an Anschluß 14, 15	U_Q		U_S	V
Ausgangsstrom an Anschluß 2, 3, 4, 7	I_Q		10	mA
Ausgangsspannung an Anschluß 2, 3, 4, 7	U_Q		U_S	V
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	8	18	V
Betriebsfrequenz	f	10	500	Hz
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25	85	°C

Kenndaten

($8 \le U_S \le 18$ V; -25 °C $\le T_U \le 85$ °C; $f = 50$ Hz)		Nr. d Prüf-schltg.	untere Grenze B	$f = 50$ Hz $U_S = 15$ V typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme S1 ... S6 offen $U_{11} = 0$ V $C_{10} = 47$ nF; $R_9 = 100$ kΩ	I_S	1	4,5	6,5	10	mA
Synchronisation Anschluß 5 Eingangsstrom R_2 variiert	$I_{5\,eff}$	1	30		200	µA
Offsetspannung	ΔU_5	4		30	75	mV
Steuereingang Anschluß 11 Steuerspannungsbereich	U_{11}	1	0,2		$U_{10\,Spitze}$	V
Eingangswiderstand	R_{11}	5		15		kΩ
Rampengenerator Ladestrom	I_{10}		10		1000	µA
Max. Rampenspannung	U_{10}	1			$U_2 - 2$	V
Restspannung am Kondensator	U_{10}	1,6	100	225	350	mV
Rampenwiderstand	R_9	1	3		300	kΩ
Sägezahn-Rücklaufzeit	t_f	1		80		µs
Inhibit Anschluß 6 S7 umschalten Sperren der Ausgänge	U_{6L}	1		3,3	2,5	V
Ausgänge frei	U_{6H}	1	4	3,3		V
Signalübergangszeit	t_r	1	1		5	µs
Eingangsstrom $U_6 = 8$ V	I_{6H}	1		500	800	µA
Eingangsstrom $U_6 = 1{,}7$ V	$-I_{6L}$	1	80	150	200	µA
Streuung von I_{10} R_9 = konst. $U_S = 12$ V; $C_{10} = 47$ nF	I_{10}	1	−5		5	%
Streuung von I_{10} R_9 = konst. $U_S = 8$ V bis 18 V	I_{10}	1	−20		20	%
Streuung der Rampenspannung zwischen 2 folgenden Halbwellen, U_S = konst.	$\Delta U_{10\,max}$			±1		%

Kenndaten ($8 \le U_S \le 18$ V; -25 °C $\le T_U \le 85$ °C; f=50 Hz)		Nr. der Prüf-schaltg.	untere Grenze B	f = 50 Hz U_S = 15 V typ	obere Grenze A	
Langimpulsumschaltung Anschluß 13 S 8 umschalten						
Kurzimpuls am Ausgang	U_{13H}	1	3,5	2,5		V
Langimpuls am Ausgang	U_{13L}	1		2,5	2	V
Eingangsstrom U_{13} = 8 V	I_{13H}	1			10	µA
Eingangsstrom U_{13} = 1,7 V	$-I_{13L}$	1	45	65	100	µA
Ausgänge Anschluß 2, 3, 4, 7						
Sperrstrom $U_Q = U_S$	I_{CE0}	2,6			10	µA
Restspannung I_Q = 2 mA	U_{Sat}	2,6	0,1	0,4	2	V
Ausgänge Anschluß 14, 15						
H-Ausgangsspannung $-I_Q$ = 250 mA	$U_{14/15H}$	3,6	U_S-3	$U_S-2{,}5$	$U_S-1{,}0$	V
L-Ausgangsspannung I_Q = 2 mA	$U_{14/15L}$	2,6	0,3	0,8	2	V
Impulsbreite (Kurzimpuls) S 9 offen	t_{Imp}	1	20	30	40	µs
Impulsbreite (Kurzimpuls) mit C_{12}	t_{Imp}	1	530	620	760	µs/nF
Innerer Spannungsregler						
Referenzspannung Parallelschalten von 10 ICs möglich	U_{REF}	1	2,8	3,1	3,4	V
TK der Referenzspannung	α_{REF}	1		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K

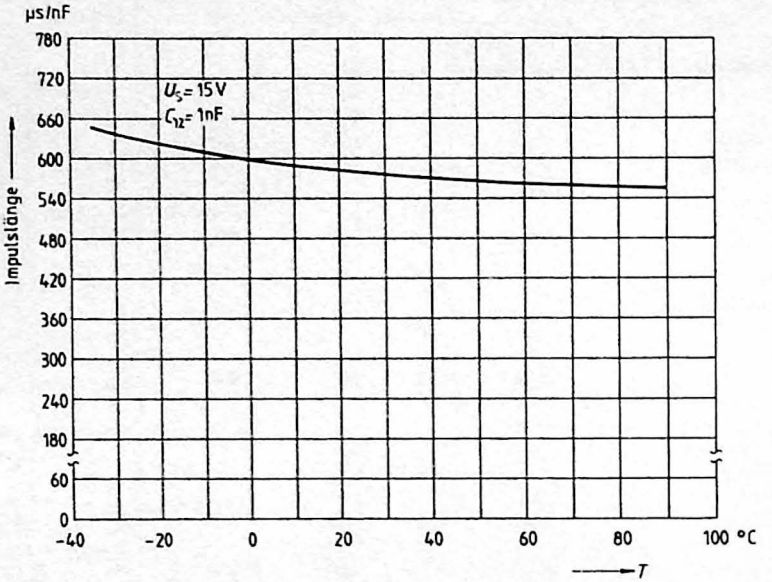
Dimensionierungshinweise für externe Beschaltungen

		min	max	
Rampenkapazität	C_{10}	500 pF	1 µF [2]	Die Minimal- und Maximalwerte von I_{10} sind einzuhalten
Zündzeitpunkt	$t_Z = \frac{U_{11} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{U_{REF} \cdot K}$		[1]	
Ladestrom	$I_{10} = \frac{U_{REF} \cdot K}{R_9}$		[1]	Rampenspannung $U_{10\,max} = U_S - 2$ V $\quad U_{10} = \frac{U_{REF} \cdot K \cdot t}{R_9 \cdot C_{10}}$ [1]

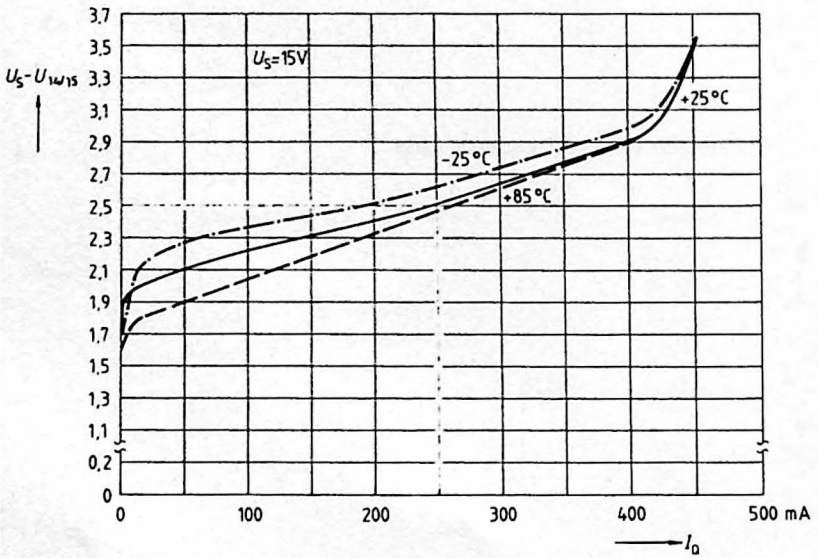
[1] $K = 1{,}10 \pm 20\%$

[2] Achtung auf Rücklaufzeiten

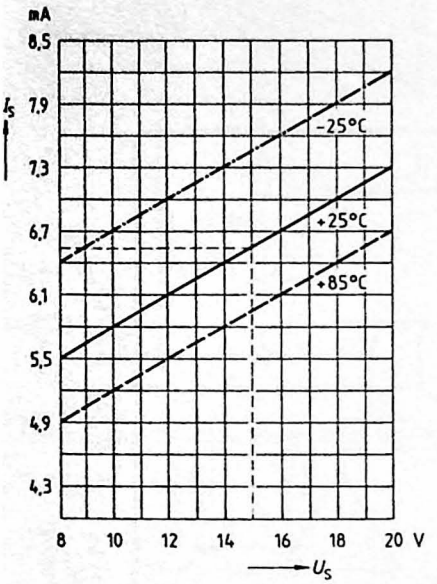
Impulsverlängerung = $f(T)$



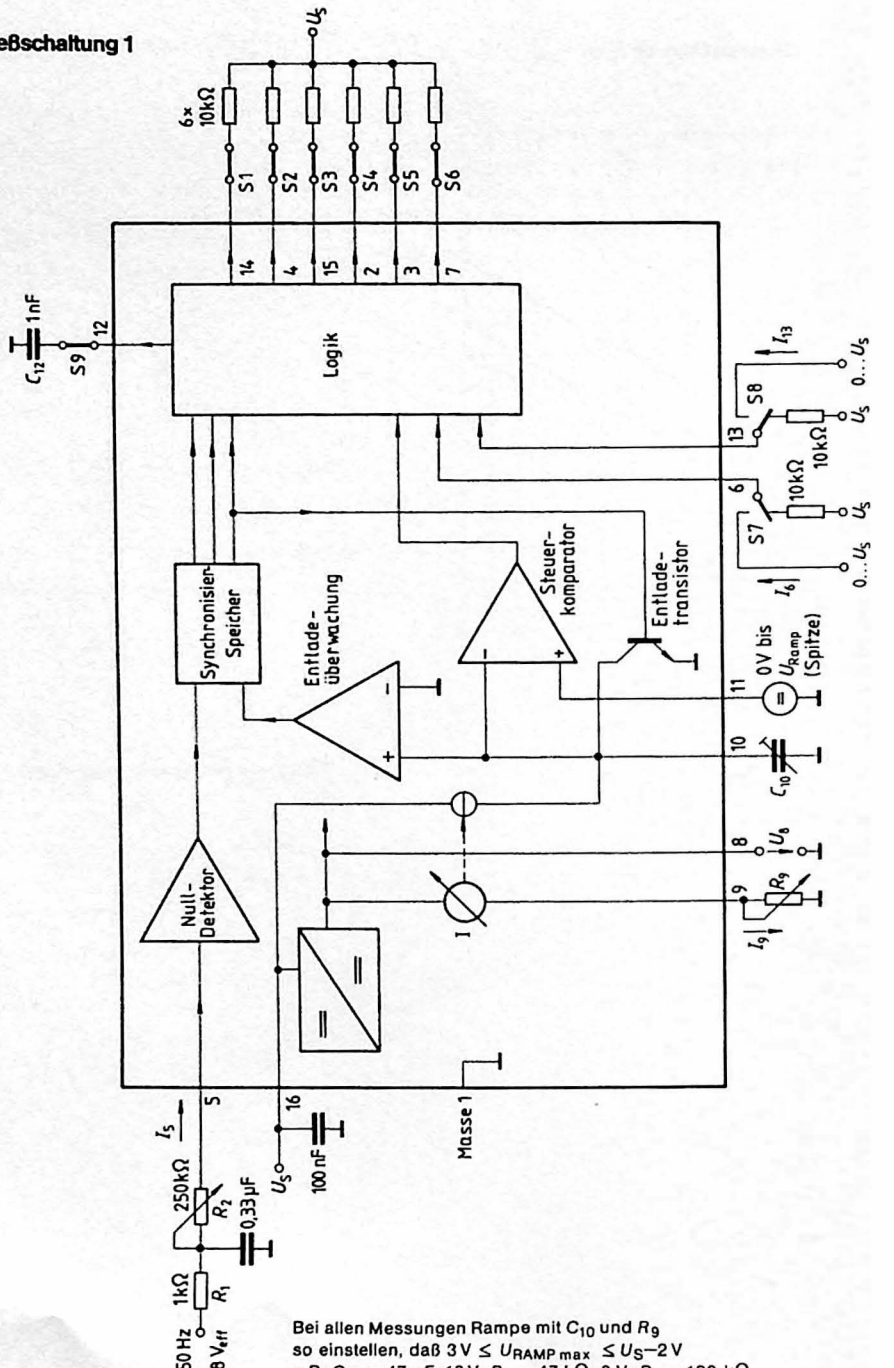
Ausgangsspannung gemessen gegen + U_S



Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



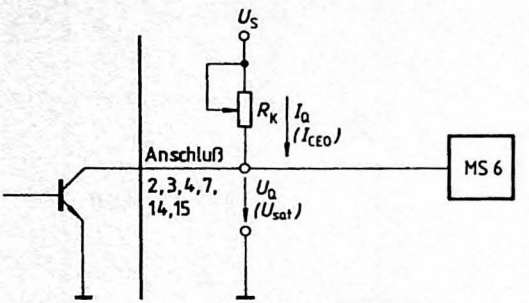
Prüf- und Meßschaltung 1



Bei allen Messungen Rampe mit C_{10} und R_9 so einstellen, daß $3\,V \leq U_{RAMP\,max} \leq U_S - 2\,V$
z. B. $C_{10} = 47$ nF; 18 V: $R_9 = 47$ kΩ, 8 V: $R_9 = 120$ kΩ

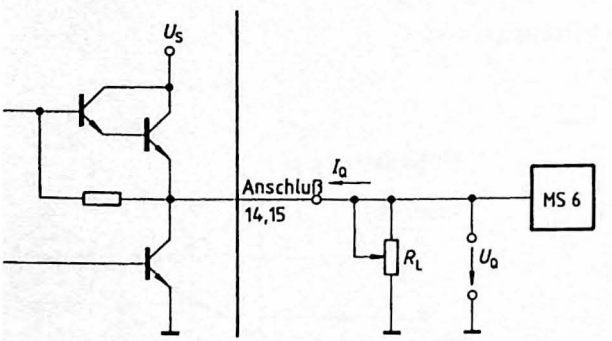
Prüf- und Meßschaltungen

Meßschaltung 2



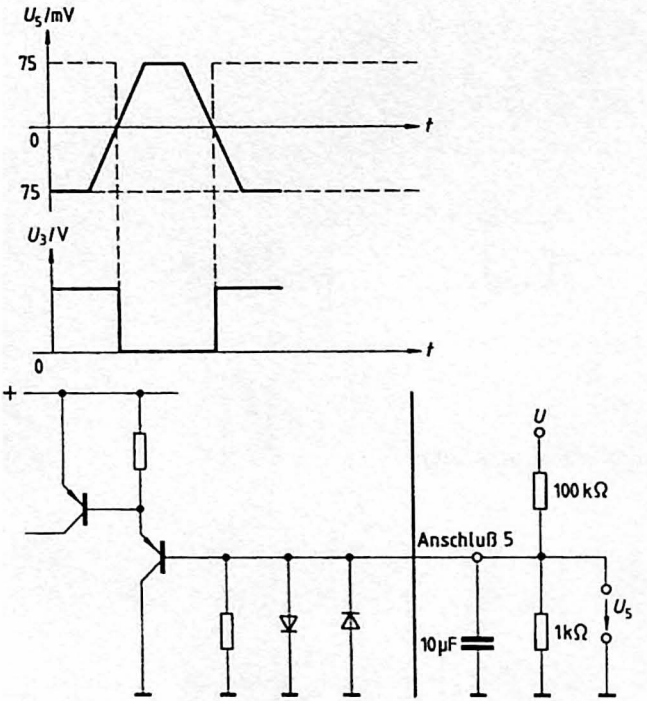
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

Meßschaltung 3



restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

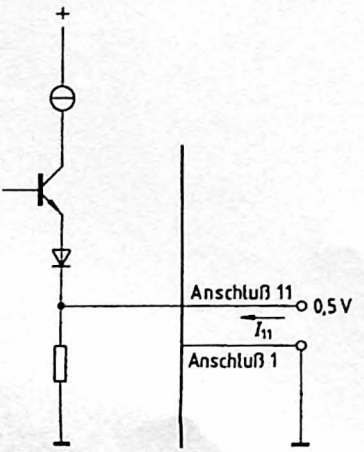
Meßschaltung 4



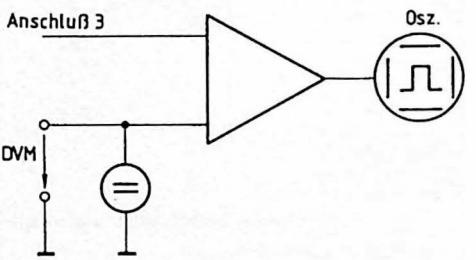
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

Der 10 µF Kondensator an Anschluß 5
dient nur zu Prüfzwecken

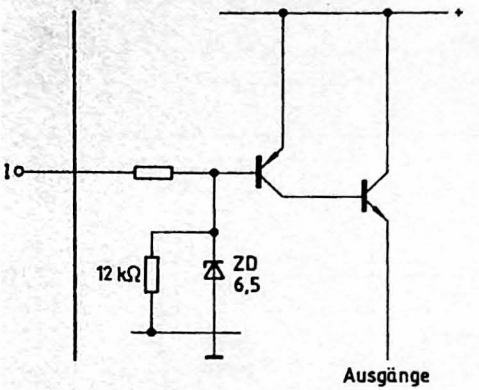
Meßschaltung 5



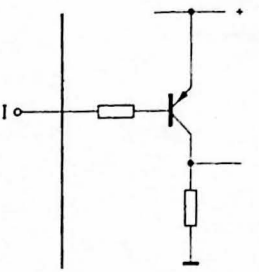
Meßschaltung 6



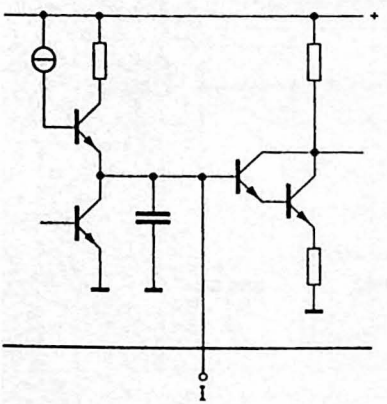
Inhibit 6



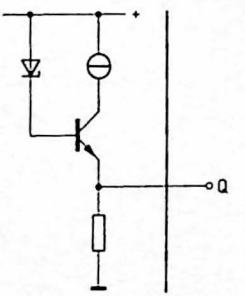
Langimpuls 13



Impulsverlängerung 12



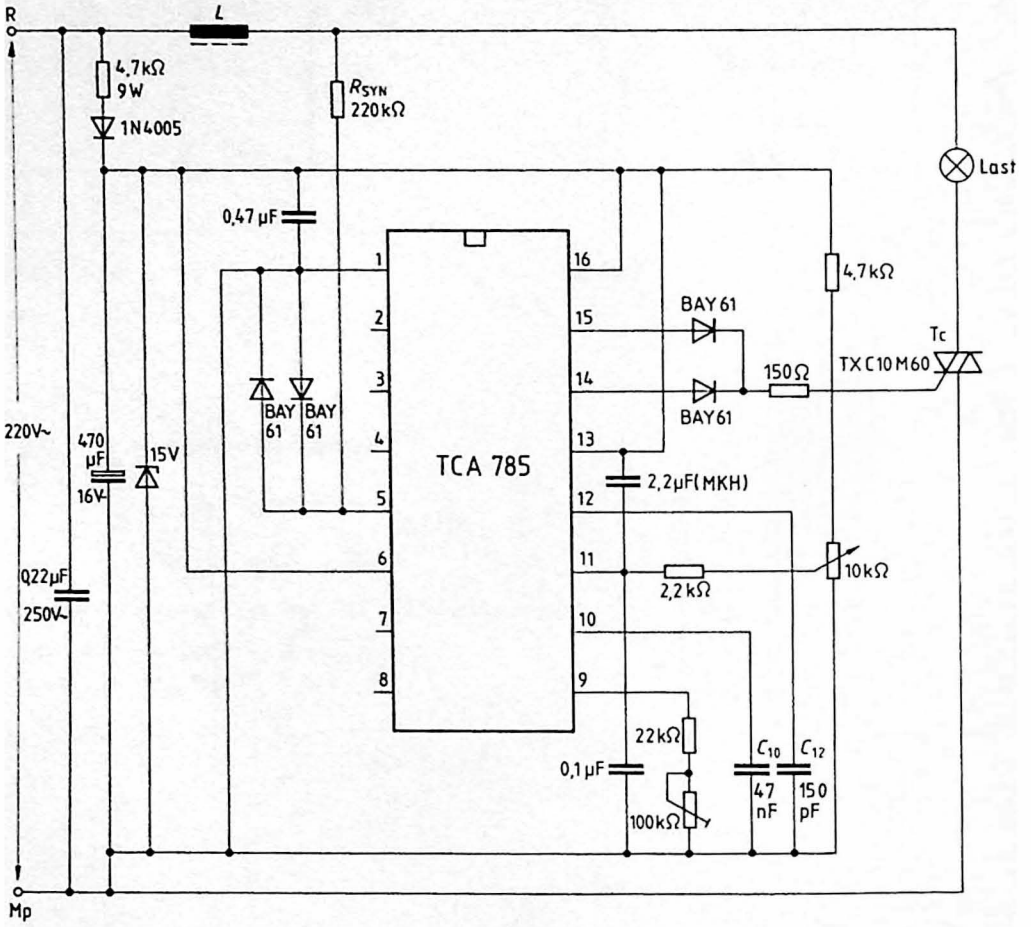
Referenzspannung 8



Zusätze zur Schaltungsbeschreibung

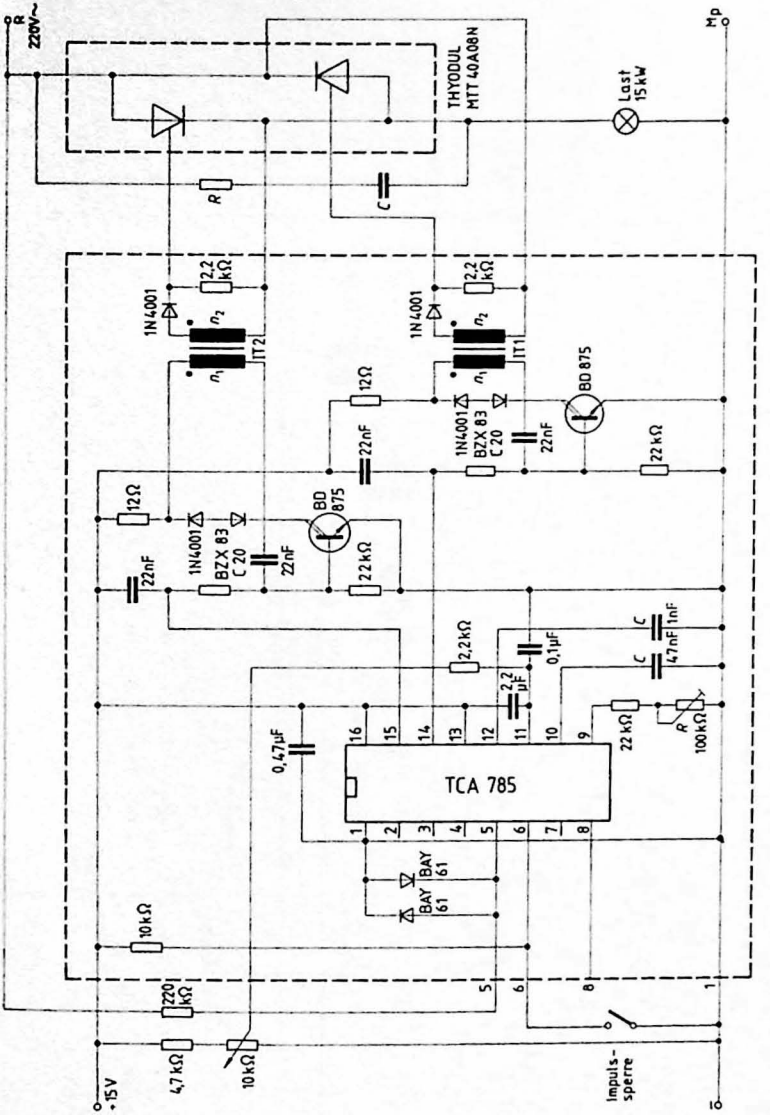
Anwendungsbeispiele

Triacansteuerung für Triacs bis 50 mA Zündstrom



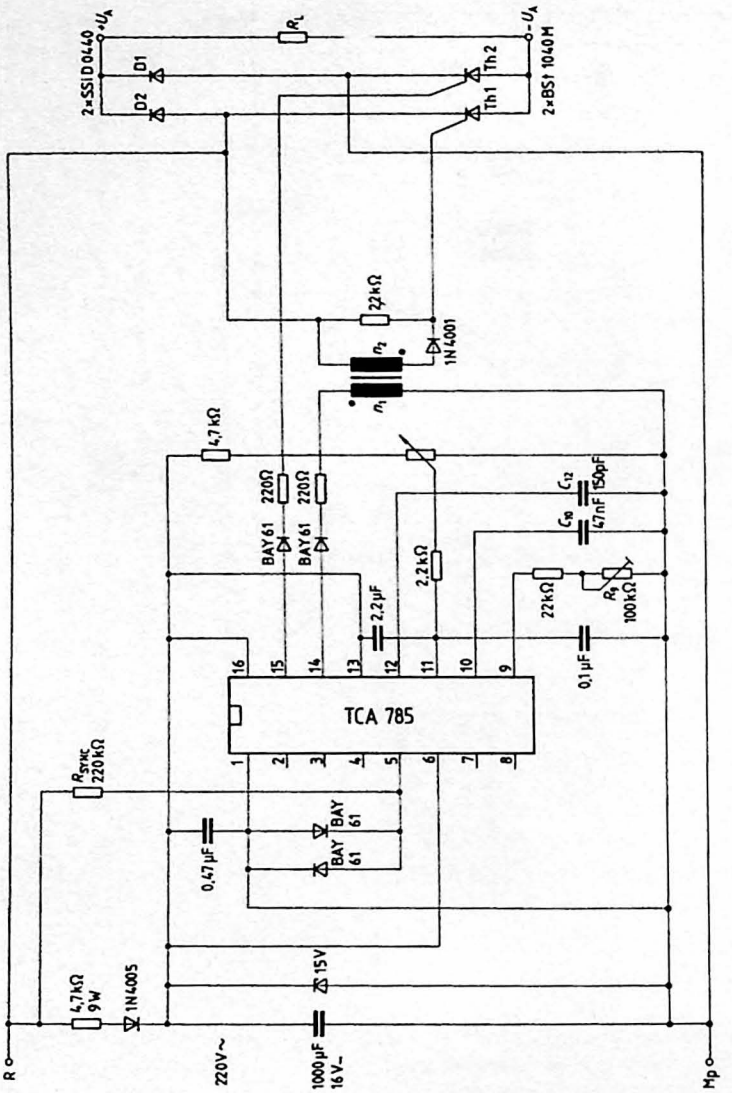
Die Abbildung zeigt eine Phasenanschnittsteuerung mit direkt angesteuertem Triac. Der Zündwinkel des Triacs kann mit Hilfe eines Potentiometers stufenlos zwischen 0° und 180° verstellt werden. Der Triac erhält während der positiven Halbwelle der Netzspannung einen positiven Gateimpuls vom IC-Ausgang Anschluß 15 und während der negativen Netzhalbwelle ebenfalls einen positiven Zündimpuls von Anschluß 14. Der Zündimpuls hat eine Breite von ca. 100 µs.

Vollgesteuerter Wechselstromsteller
Schaltung für zwei Großthyristoren

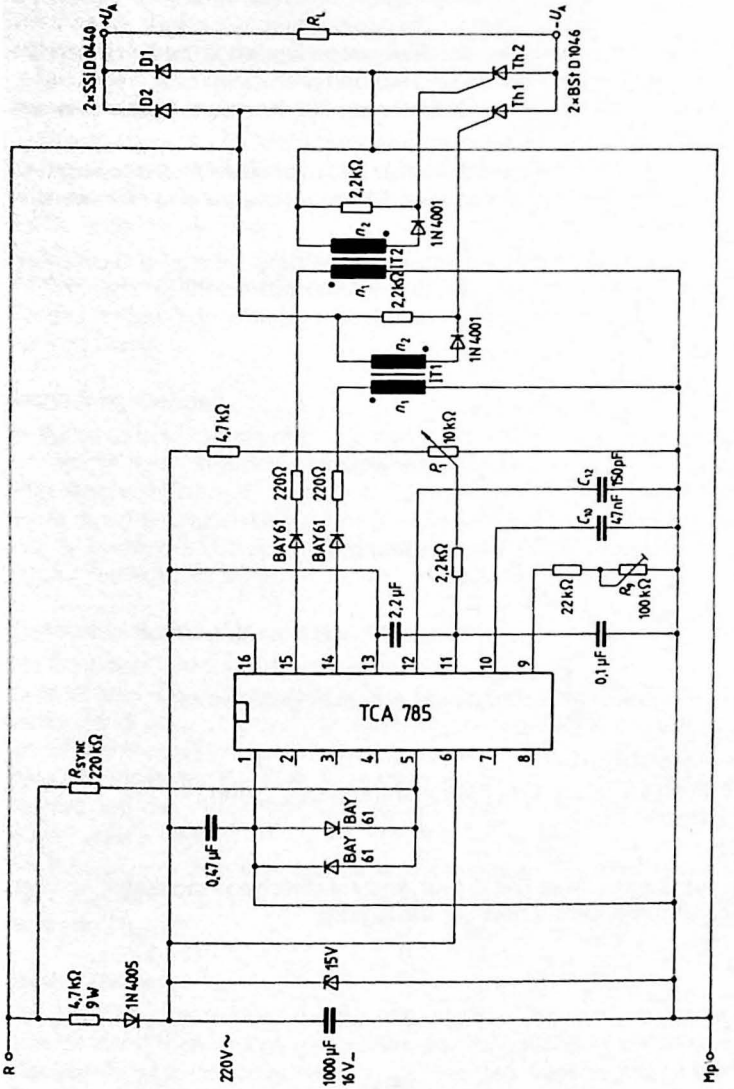


Es wird die Möglichkeit gezeigt, wie mit der IC TCA 785 zwei Thyristoren in Antiparallelschaltung gezündet werden. Mittels Potentiometer lassen sich die Zündimpulse kontinuierlich zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschieben. Bei der negativen Netzhalbwelle wird der Zündimpuls von Anschluß 14 durch einen Zündübertrager an das Gate des entsprechenden Thyristors geführt. Während der positiven Netzhalbwelle wird das Gate des zweiten Thyristors von Anschluß 15 durch einen Zündübertrager angesteuert.

Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit einem Zündübertrager und einer direkten Ansteuerung für Kleinthyristoren



Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit zwei Zündübertragern für Kleinthyristoren



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TLE 3101	Q67000-A2337	DIP 18	14
TLE 3102	Q67000-A2338	DIP 14	10
TLE 3103	Q67000-A2339		
TLE 3104	Q67000-A2340	DIP 8	9

Diese bipolaren Bausteine ermöglichen bauteilearme Systemlösungen für Phasenanschnittschaltungen aller Art. Die typischen Einsatzbereiche sind Motorsteuerungen bzw. -regelungen, Helligkeitssteuerung, Temperaturregelung, cosφ-Optimierung für Kurzschlußläufermotoren und Anlaufstrombegrenzung.

Wegen der hohen Wirtschaftlichkeit sind die Bausteine TLE 310x vor allem auch für Konsumgüter wie Küchen- und Waschmaschinen, Staubsauger, Bügelautomaten und Heimwerkergeräte geeignet.

Besonders hervorzuheben ist noch der durch einfache Beschaltung mögliche Sanftanlauf nach dem Einschalten, z. B. bei Handbohrmaschinen für die Ankörndrehzahl.

Besondere Merkmale:

- Direkte Versorgung aus dem Netz möglich
- Niedrige Stromaufnahme typ 2,4 mA
- Nur ein Kondensator für Triac-Impulsbreite und Phasenwinkel
- Hochstabile Referenzspannung
- Negativer Triac-Zündstrom max. 100 mA
- Keine Triac-Steuerimpulse bei Versorgungsunterspannung
- Wahlweise Spannungs- oder Stromsynchronisation

- TLE 3101 mit frei beschaltbarem Operationsverstärker OP und Komparator K 3

Aus diesem Grundbaustein wurden zusätzlich folgende Varianten geschaffen:

- TLE 3102 ohne Komparator K3
- TLE 3103 ohne Operationsverstärker OP
- TLE 3104 ohne K3, OP, Enable-Eingang E/A, Steuereingang U_{Steuer} und ohne herausgeführte Z-Diode.

Damit stehen bei weniger komplexen, aber meist sehr kostenkritischen Applikationen dem Anwender vereinfachte kostengünstige Varianten zur Verfügung.

Funktionsbeschreibung

Nachfolgend werden die einzelnen Funktionsblöcke (siehe jeweiliges Blockschaltbild) und ihr Zusammenwirken beschrieben:

Operationsverstärker OP

Die beiden Eingänge und der Ausgang sind herausgeführt. Der OP ist intern kompensiert und besitzt einen Gegentaktausgang. Wenn der OP nicht verwendet wird, so ist der +Eingang an Masse zu legen (wegen minimaler Stromaufnahme der TLE 3101 und TLE 3102).

Komparator K3

Der Komparator K3 ist nicht frequenzkompensiert. Der Ausgang ist ein offener NPN-Kollektor. Im Schaltbetrieb kann damit z.B. eine LED angesteuert werden. Wenn der Komparator nicht verwendet wird, sollte der Minus-Eingang an Masse gelegt werden. Die Stromaufnahme von K3 ist dann ein Minimum.

Referenzspannungsquelle

Für den Aufbau von Steuer- und Regelkreisen steht eine temperaturstabile Spannungsquelle zur Verfügung.

Sägezahngenerator

Im Baustein wird mittels der externen Beschaltung R_S und C_S ein netzsynchroner Sägezahn erzeugt. Durch Vergleich der Sägezahnspannung mit einer Steuerspannung läßt sich der Phasenanschnittwinkel einstellen. Die fallende Flanke des Sägezahngenerators liefert die Breite des Triacimpulses für den Treiber. Die Breite des Triacimpulses wird durch die Wahl von C_S bestimmt. Die spezielle Schaltung stellt sicher, daß pro Netzhalbwelle nur ein Triacimpuls freigegeben wird.

Komparatoren K1, K2

Der Vergleich von Sägezahnspannung und Steuerspannung geschieht mittels der Komparatoren K1 und K2. Komparator K2 erhält nur die halbierte Sägezahnspannung. Dadurch kann am Eingang „$U_{\varphi max}$" durch Anlegen der heruntergeteilten Referenzspannung die Phasenwinkelbegrenzung im gesamten Phasenwinkelbereich eingestellt werden. Es lassen sich mittels Komparator K2 eine Anlaufstrombegrenzung und/oder eine Phasenanschnittwinkelbegrenzung bei induktiver Last verwirklichen. Beide Komparatorausgänge führen an den Block Logik+Treiber.

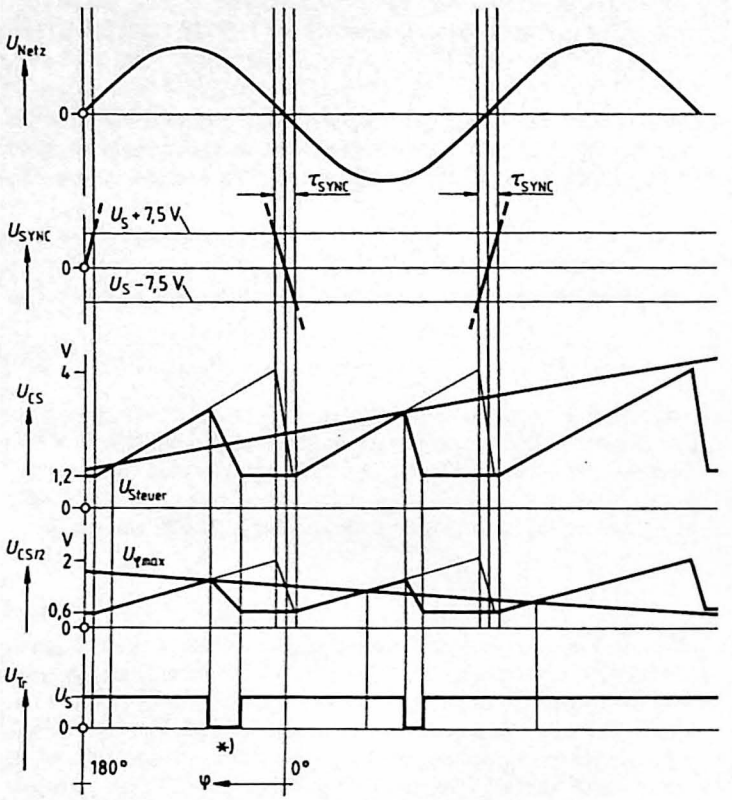
Der Komparator mit dem kleineren eingestellten Stromflußwinkel dominiert. Bei Dominanz von $U_{\varphi max}$ verdoppelt sich die Triacimpulsbreite gegenüber der Triacimpulsbreite bei Dominanz von U_{Steuer}.

Logik+Treiber

Der Block Logik + Treiber für die Triacansteuerung wird von den Komparatoren K1, K2 und dem Enable-Eingang E/A geschaltet. Der Eingang E/A ist TTL-kompatibel. Damit kann der Triacimpuls gesperrt oder freigegeben werden. Vom Sägezahn erhalten Logik+Treiber die Information für die Breite der Triacimpulse. Eine Unterspannungsüberwachung gibt den Treiberausgang erst dann frei, wenn die Spannung U_S am Baustein die zulässige Minimalspannung erreicht hat. Der Treiberausgang für den Triac liefert negative Impulse.

Synchronisierung

Am Eingang SYNC wird der Phasenabschnitt mit dem Nulldurchgang der Netzspannung synchronisiert. Die Breite des SYNC-Impulses τ_{SYNC} muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.



Stromflußwinkel (bei ohmscher Last)

*) Bei Dominanz von $U_{\varphi max}$ verdoppelt sich die Triacimpulsbreite.

Grenzdaten

T_U = −25 bis 85 °C

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	−0,3	33	V
Eingänge OP, K 3	U_I	−0,3	33	V
Ausgang OP	U_{Q1}	−0,3	U_S	V
	I_{Q1}	−5	3	mA
Ausgang K3 (gesperrt)	U_{Q2}	−0,3	33	V
(leitend)	I_{Q2}	0	40	mA
Ausgang U_{REF}	U_{REF}	−0,3	5	V
Z-Diode	I_Z	−35	35	mA
Eingang SYNC	I_{SYNC}	−10	10	mA
Eingang R_S	U_{RS}	−0,3	5	V
Eingang C_S	U_{CS}	−0,3	5	V
Eingang U_{Steuer}	U_{Steuer}	−0,3	U_S	V
Eingang $U_{\varphi max}$	$U_{\varphi max}$	−0,3	U_S	V
Enable Eingang E/A	$U_{E/A}$	−0,3	33	V
Ausgang Treiber (gesperrt)	$U_{Q\,Tr}$	−0,3	33	V
(leitend)	$I_{Q\,Tr}$	0	120	mA
Gesamtverlustleistung (Zeitintegral)	P_{tot}		700	mW
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)				
DIP 8 – TLE 3104	$R_{th\,SU}$		100	K/W
DIP 14 – TLE 3102, TLE 3103	$R_{th\,SU}$		70	K/W
DIP 18 – TLE 3101	$R_{th\,SU}$		70	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	10	30	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25	85	°C
Eingang SYNC	I_{SYNC}	−3,5	3,5	mA

Kenndaten U_S = 10 bis 30 V, T_U = −25 bis 85 °C		Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme						
ohne Ausgangslast an OP, K 3, Treiber, U_{REF} ohne R_{SYNC}-Strom	I_S	U_S = 14,5 V		2,4	3,2	mA
Referenzspannung	U_{REF}		1,8	2,0	2,2	V
Laststrom	$-I_L$		0		3	mA
Stabilität U_S = 10 bis 30 V	ΔU_{REF}				10	mV
I_{REF} = 0 bis 3 mA	ΔU_{REF}				20	mV
Temperaturkoeffizient	$\Delta U_{REF}/\Delta T$		−0,5		0,5	mV/K
Operationsverstärker OP						
Leerlaufverstärkung	V_U		60	90		dB
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		U_S −3	V
Ausgangsstrom	I_{Q1}		−3		1,5	mA
Transitfrequenz	f_T			2		MHz
Transitphase	φ_T			120		Grad
Ausgangsspannung	U_{Q1}		1,0		U_S −3	V
Komparator K 3						
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Eingangsnullspannung	U_{EOS}		−20		20	mV
Ausgang leitend	U_{Q2}	I_{Q2} = 20 mA		1,0	1,5	V
gesperrt	I_{Q2}	U_{Q2} = 30 V			5	µA
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		U_S−3	V
Eingang K 1 (U_{Steuer})						
Eingangsstrom	$-I_S$				2	µA
Steuerbereich:						
Stromflußwinkel = 0°				4		V
(abhängig von R_S und C_S)						
Stromflußwinkel = 175°				1,2		V
max. zul. Stromflußwinkel					SYNC-Puls-Ende −5	Grad
Eingang K 2 ($U_{\varphi max}$)						
Eingangsstrom	$-I_S$				2	µA
Steuerbereich:						
Stromflußwinkel = 0°				2		V
(abhängig von R_S und C_S)						
Stromflußwinkel = 175°				0,6		V
max. zul. Stromflußwinkel					SYNC-Puls-Ende −5	Grad

Kenndaten U_S = 10 V bis 30 V, T_U = −25 bis 85 °C		Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Z-Diode						
Z-Spannung	U_Z	I_Z = 5 mA	13	14,5	16	V
Enable-Eingang E/A						
Eingangsstrom	$-I_I$				2	µA
Eingangsspannung für Treiberausgang aktiv	U_{IH}		2,8			V
Treiberausgang gesperrt	U_{IL}				0,8	V
Triac-Steuerausgang						
Ausgang leitend	U_L	I_Q = 10 mA	1,4	2	2,5	V
		20 mA	1,4	2	2,5	V
		50 mA	1,4	2	3,0	V
		100 mA	1,4	4	6,0	V
Ausgang gesperrt	I_Q	U_Q = 30 V			10	µA
Eingang SYNC						
Schaltstrom	I_{SYNC}			±20		µA
Schaltschwelle	U_{SYNC}			U_S ±7,5		V
Ausgangsabschaltung bei U_S-Unterspannung	U_S		7,5	8	10	V
Eingang R_S, C_S (siehe Berechnungsformeln)						
Grenzwert C_S	C_S		5		100	nF
Grenzwert R_S	R_S		33			kΩ

Dimensionierungshinweise und Berechnungsformeln

1. Wahl der Triacimpulsbreite entsprechend Triactyp und -last.

2. **Berechnung von C_S** (für Dominanz v. U_{Steuer})
   C_S(nF) = Triacimpulsbreite (µs) · 0,2
   Die Formel liefert den typischen Wert
   Anhaltspunkt: T = 50 µs ergibt C_S = 10 nF

3. **Berechnung von R_S** (für Sägezahnoberspannung 4 V)

$$R_S\ (k\Omega) = \frac{1}{\text{Triacimpulsbreite } (\mu s)} \cdot 2 \cdot 10^4$$

   Die Formel liefert den typischen Wert
   Anhaltspunkt: T = 50 µs ergibt R_S = 400 kΩ

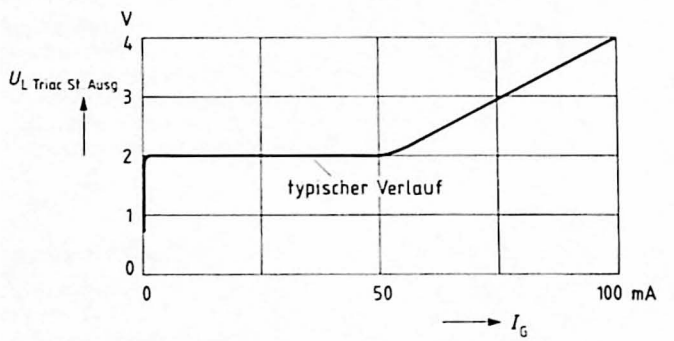
4. **Wahl des Widerstandes R_{SYNC} am Eingang SYNC**
   Die Breite des Synchronimpulses (aus U_S ± 7,5 V, I_{SYNC} = ± 20 µA) muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.

4.1 Synchronimpulsbreite ≥ 2 · Triacimpulsbreite · Sicherheitsfaktor (entsprechend Bauteilestreuung und Netzspannungsschwankung).

4.2 R_{SYNC} (kΩ) = [Synchronimpulsbreite (µs) · Netzspannung (V_{eff}) · 2,23 · 10^{-4} −7,5] · 50
Anhaltspunkt: 560 µs Synchronimpulsbreite und 220 V_{eff} ergeben R_{SYNC} = 1 MΩ. Bei Netzspannung 220 V_{eff} beträgt der minimal zulässige Widerstand R_{SYNC} = 100 kΩ, entsprechend einer Impulsbreite von 195 µs.

5. **Berechnung von R_G**

$$R_G = \frac{U_S - \text{Triacgatespannung} - \text{Lowspannung Triacsteuerausgang}}{I_G}$$



6. Berechnung von R_V

6.1 Für die Berechnung von R_V muß zunächst die Gesamtstromaufnahme ermittelt werden. Es sind jeweils die arithmetischen Mittelwerte der Ströme für eine Netzperiode einzusetzen.

6.2 $\bar{I}_{ges} = \bar{I}_S = 3{,}2\,mA + \bar{I}(U_{REF}) + \bar{I}_{Q1}$ (OP) $+ \bar{I}_{Q2}$ (K 3) $+ \bar{I}$ (Treiberausgang) $+ \bar{I}$ (externe zusätzliche Schaltungsströme) $+ |\bar{I}|$ (R_{SYNC}).

6.3 $$R_V\,(k\Omega) = \frac{\text{effektive Netzspannung (V)}}{I_{ges}\,(mA)} \cdot 0{,}455 \cdot \text{Sicherheitsfaktor}$$

(Sicherheitsfaktor entsprechend Bauteilestreuung und Netzspannungsschwankung)
Anhaltspunkt: $\bar{I}_{ges} = 5\,mA$ und $U_{Netz} = 220\,V$ ergibt $R_V = 20\,k\Omega$.

Bei Verwendung der internen Z-Diode wird die Spannung am Baustein an U_S auf 14,5 V begrenzt.

7. Berechnung von C_G

7.1 Wahl der maximal zulässigen Welligkeit am Eingang U_S auf Grund der gewünschten Funktionsqualität und der speziellen äußeren Beschaltung.

7.2 Die Amplitude der Welligkeit am Eingang U_S des Bausteins sollte $U_{SS} = 2\,V$ nicht überschreiten.

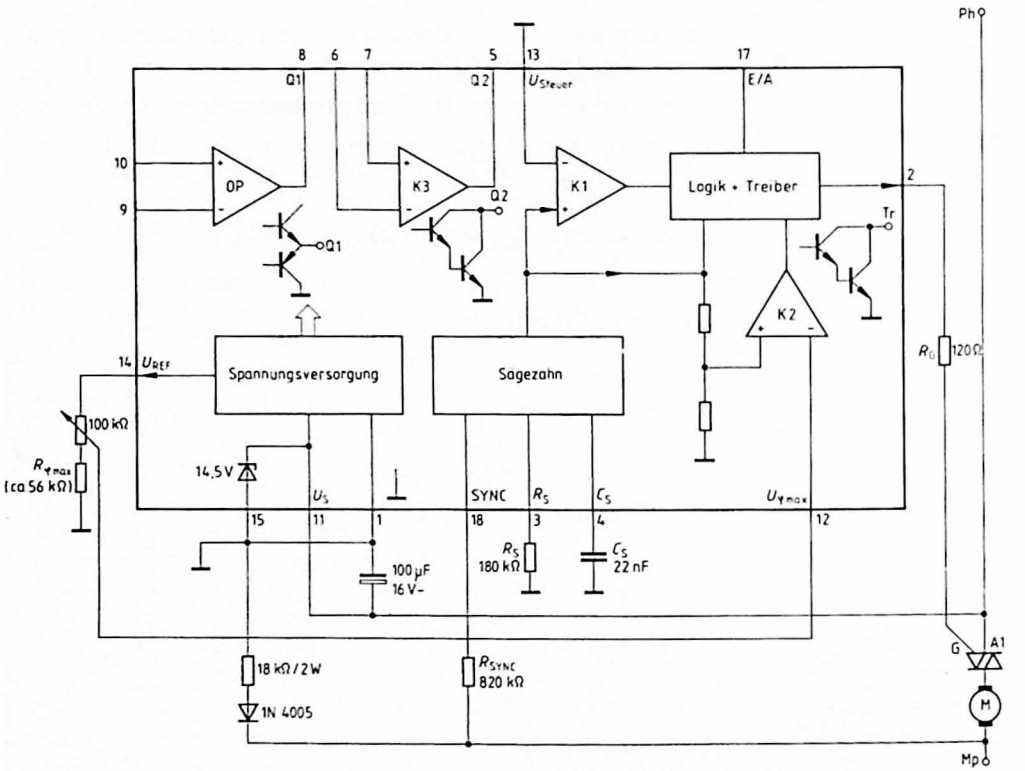
7.3 $$C_G\,(\mu F) \geq \frac{\bar{I}_{ges}\,(mA)}{U_{SS}} \cdot 15$$

Anhaltspunkt: Welligkeit $U_{SS} = 0{,}75\,V$; $\bar{I}_{ges} = 5\,mA$ ergibt $C_G = 100\,\mu F$

Anschlußbelegung für TLE 3101

Anschluß-Nr.	Funktion	Anschluß-Nr.	Funktion
1	Masse	10	+Eingang OP
2	Triacsteuerausgang	11	U_S
3	R_S	12	$U_{\varphi max}$
4	C_S	13	U_{Steuer}, K 1
5	Ausgang Q 2, K 3	14	U_{REF}
6	−Eingang K 3	15	Z-Diode
7	+Eingang K 3	16	N.C.
8	Ausgang Q 1, OP	17	Enable Eingang E/A
9	−Eingang OP	18	Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild mit Außenbeschaltung für eine Motorsteuerung

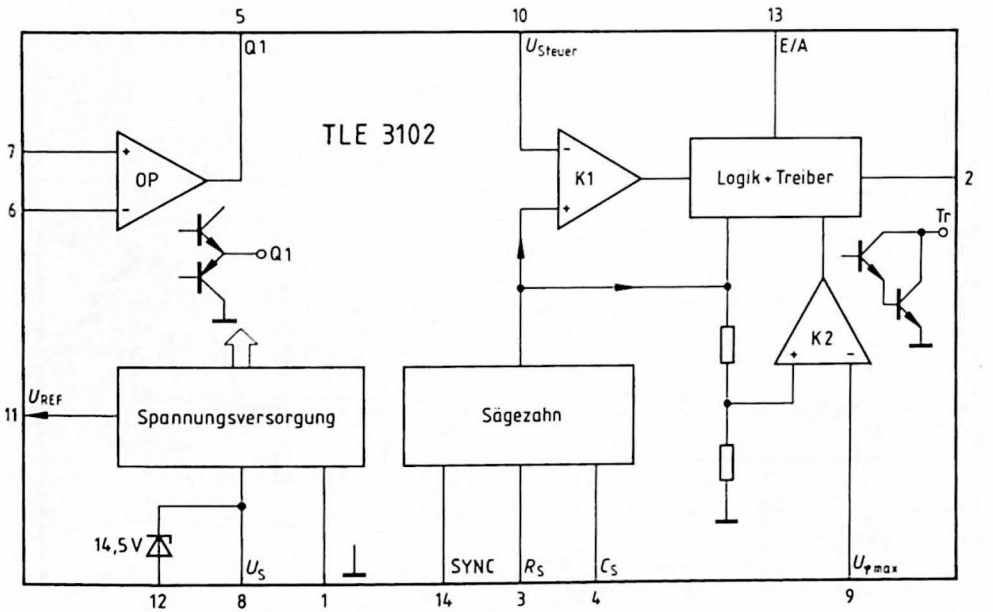


Der **TLE 3102** mit frei beschaltbarem Operationsverstärker eignet sich besonders als Drehzahlregler mit P-, PI- oder PID-Charakteristik, wofür der OP als Regelverstärker dient. Eine drehzahlproportionale Istwertgröße kann durch Gleichrichtung der Tachoamplitude gebildet werden.

Anschlußbelegung

Anschluß-Nr.	Funktion	Anschluß-Nr.	Funktion
1	Masse	8	U_S
2	Triacsteuerausgang	9	$U_{\varphi max}$
3	R_S	10	U_{Steuer}, K 1
4	C_S	11	U_{REF}
5	Ausgang Q1, OP	12	Z-Diode
6	−Eingang OP	13	Enable Eingang E/A
7	+Eingang OP	14	Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild

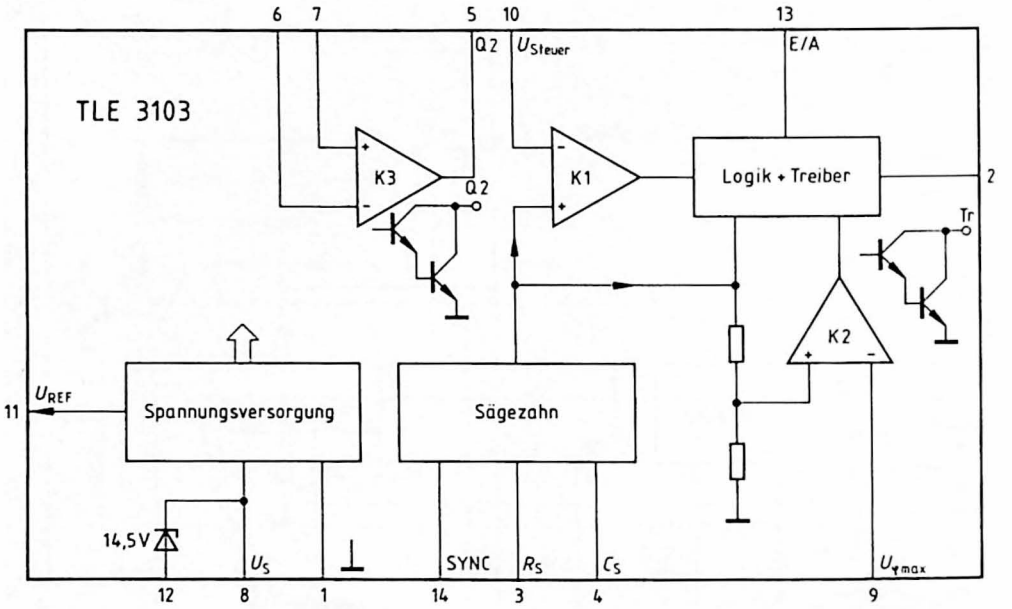


Der **TLE 3103** mit frei beschaltbarem Komparator eignet sich für Phasenanschnittsteuerungen bzw. -regelungen bei denen Sonderfunktionen wie z. B. Blockierschutz oder Temperaturüberwachung erforderlich sind.

Anschlußbelegung

Anschluß-Nr.	Funktion	Anschluß-Nr.	Funktion
1	Masse	8	U_S
2	Triacsteuerausgang	9	$U_{\varphi max}$
3	R_S	10	U_{Steuer}, K 1
4	C_S	11	U_{REF}
5	Ausgang Q 2, K 3	12	Z-Diode
6	−Eingang K 3	13	Enable Eingang E/A
7	+Eingang K 3	14	Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild

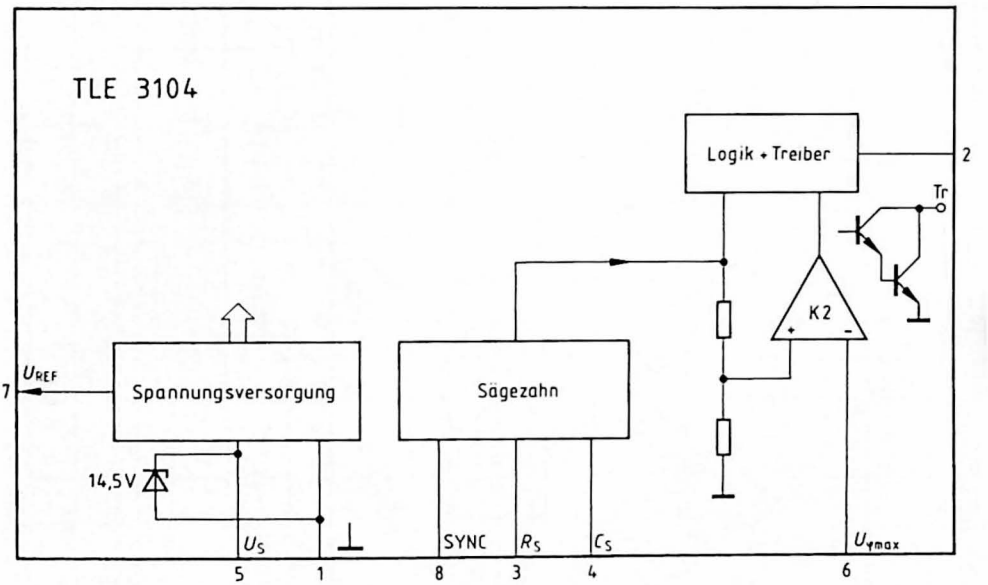


Der **TLE 3104** eignet sich besonders für einfache, kostengünstige Phasenanschnittsteuerungen bzw. Motorregelungen, wobei die Istwertgröße durch Gleichrichten der Tachoamplitude gebildet wird.

Anschlußbelegung

Anschluß-Nr.	Funktion	Anschluß-Nr.	Funktion
1	Masse	5	U_S
2	Triacsteuerausgang	6	$U_{\varphi max}$
3	R_S	7	U_{REF}
4	C_S	8	Synchronisiereingang (SYNC)

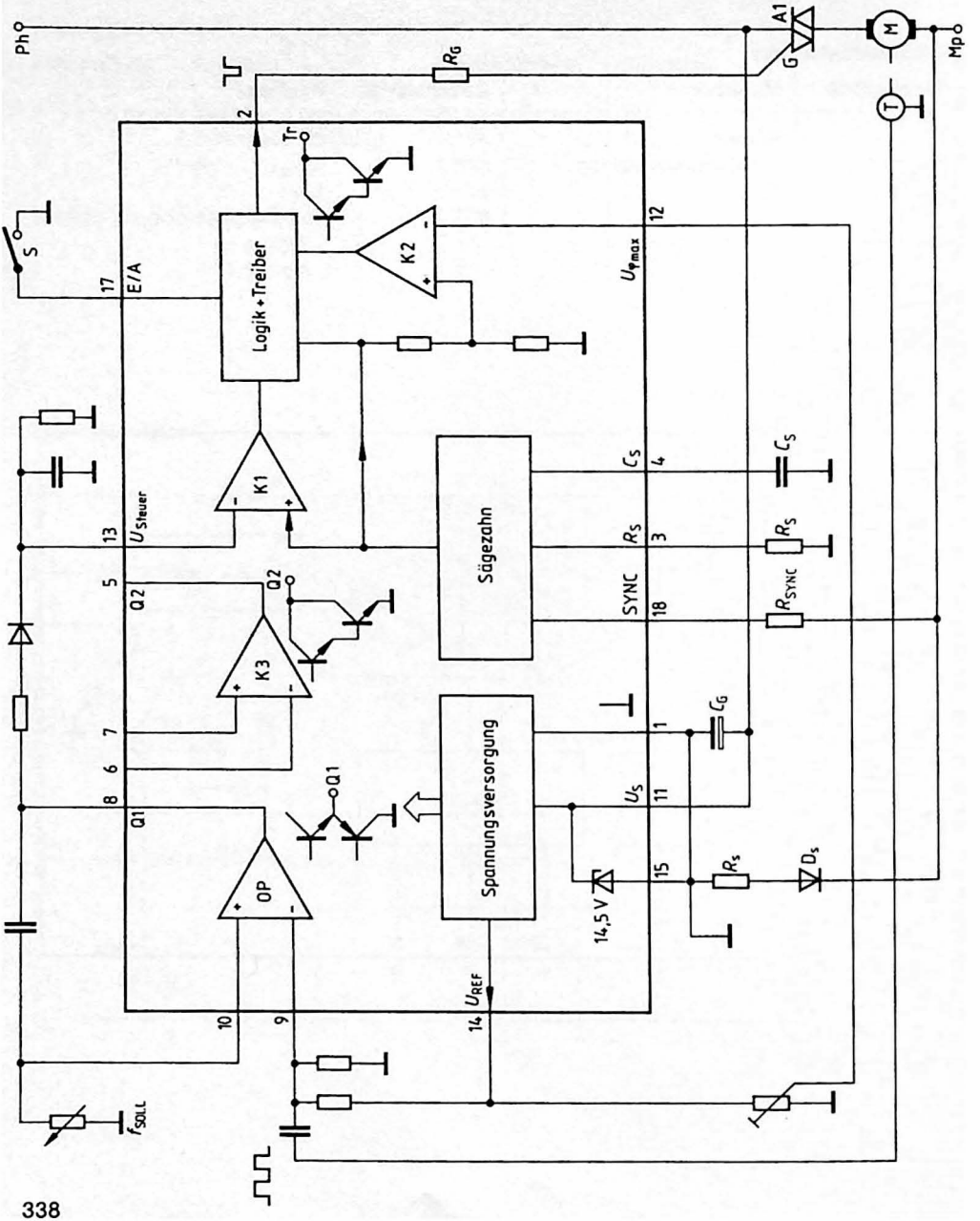
Blockschaltbild



Anwendungsbeispiele

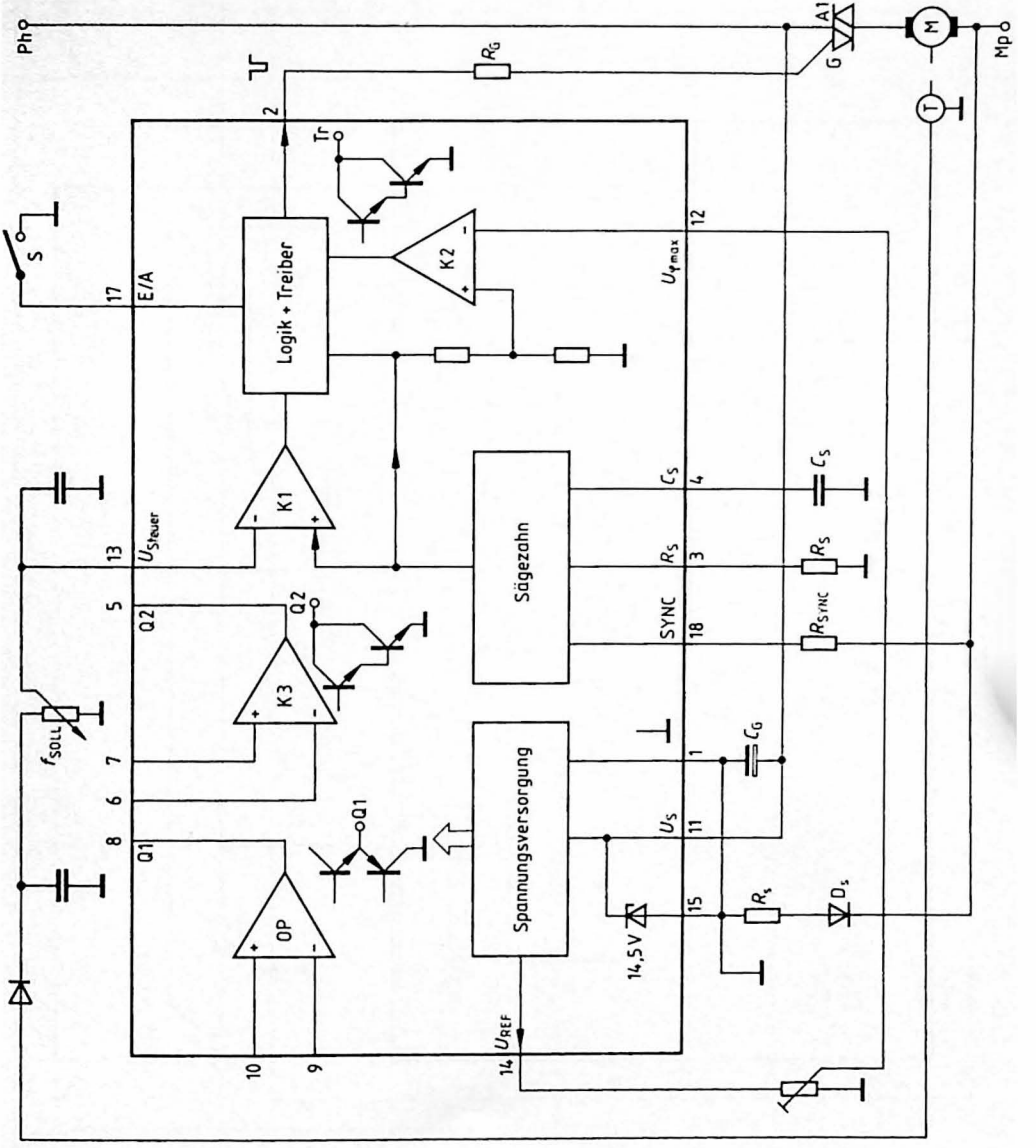
Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101

Der Tachogenerator liefert eine **Frequenz,** welche vom OP (Monoflop) verarbeitet wird.

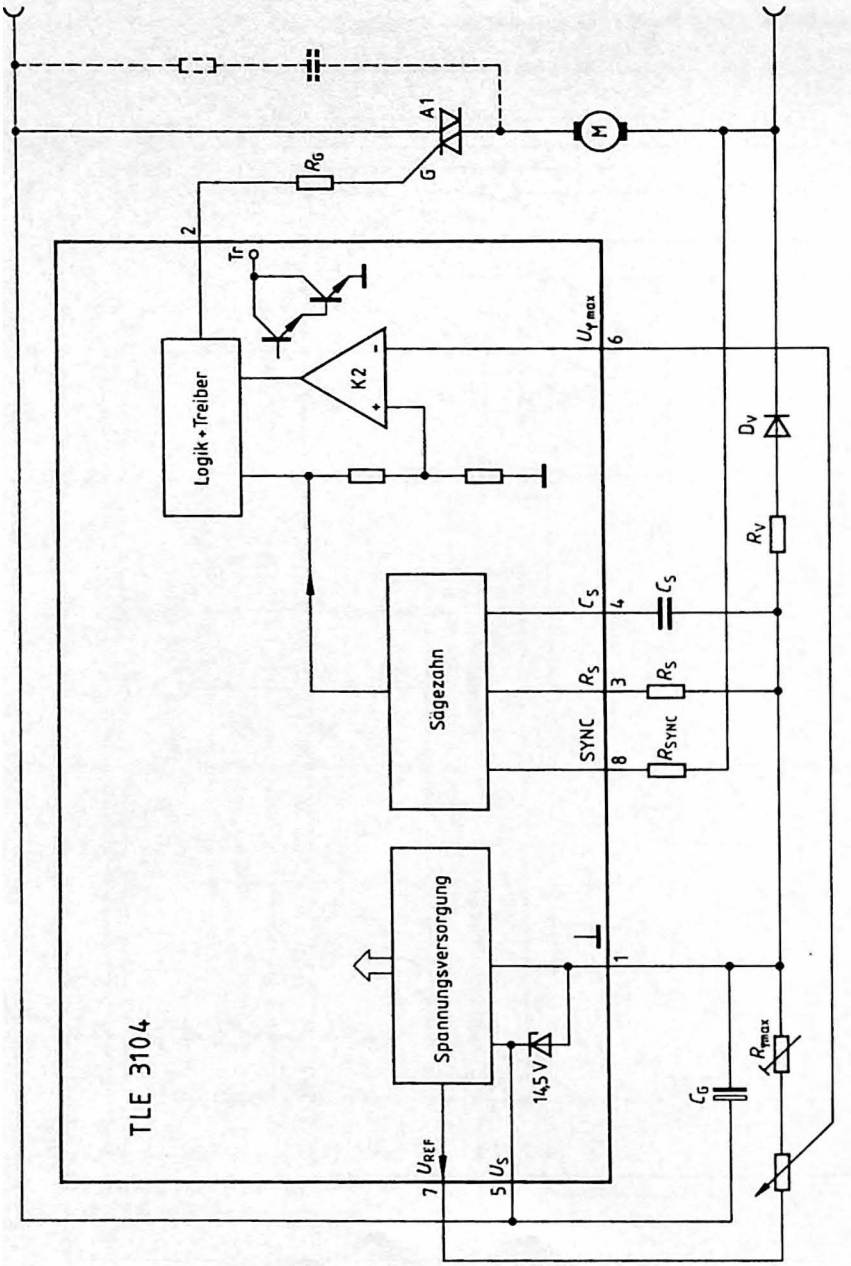


Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101

Der Tachogenerator liefert eine **Spannung,** welche gleichgerichtet und geglättet an den Eingang U_{Steuer} gegeben wird.

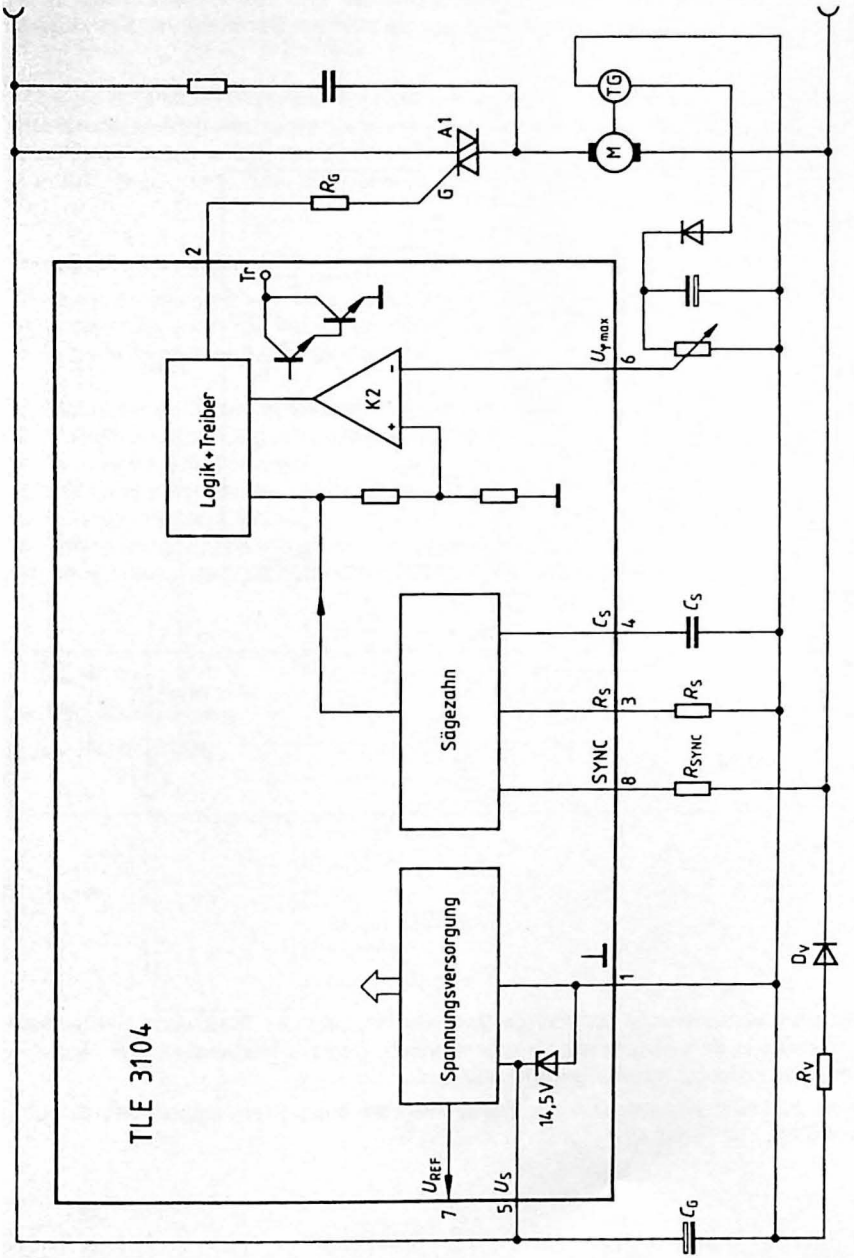


Prinzipschaltung einer Motorsteuerung mit TLE 3104



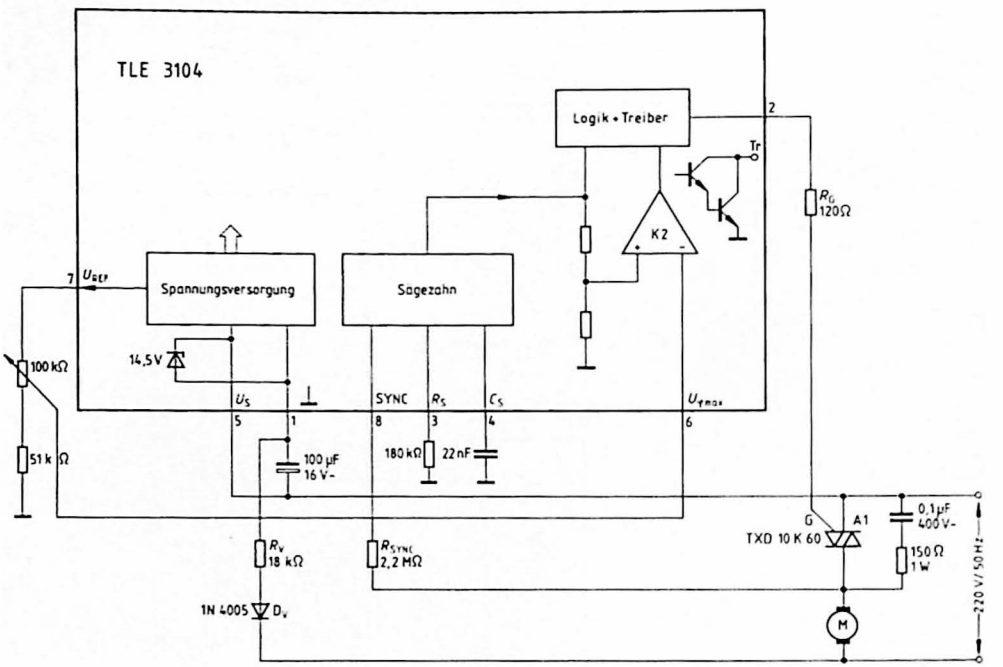
Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3104

Der Tachogenerator liefert eine **Spannung,** welche gleichgerichtet und geglättet an den Eingang U_{Steuer} gegeben wird.



Stromsynchronisation bei Steuerung einer induktiven Last mit TLE 3104

Insbesondere beim Phasenanschnitt von induktiven Lasten z.B. Transformatoren, Spaltpolmotoren besteht infolge der Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom die Gefahr des Halbwellenbetriebs. Zur Vermeidung dieses Zustands wird der Synchronisierwiderstand mit A2 des Triacs verbunden (nicht anwendbar bei starkem Bürstenfeuer des Motors).



Hinweise:

Die Triac-Steuerimpulsbreite muß so groß gewählt werden, daß der Triac auch bei großem Phasenanschnittwinkel den Haltestrom erreicht (kritisch: positive Halbwelle). Der Netzvorwiderstand muß deshalb ggf. kleiner gewählt werden.

Der Synchronimpuls muß mindestens doppelt so breit wie der Triac-Steuerimpuls sein (s. auch Seite 328 und Seite 332 Punkt 4).

Elektronischer Helligkeitsregler
Elektronischer Lichtschalter

S 576 A, B, C
S 576 D

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
S 576 A	Q67100-Y518	DIP 8	9
S 576 B	Q67100-Y519		
S 576 C	Q67100-Y506		
S 576 D	Q67100-Y520		

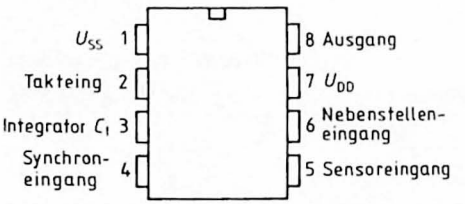
Mit dem in PMOS-Depletion-Technik entwickelten Baustein S 576 ist es möglich, digital arbeitende elektronische Helligkeitsregler (Dimmer) oder Lichtschalter aufzubauen. Das Ein- und Ausschalten sowie das Einstellen der gewünschten Helligkeit erfolgt über eine einzige Berührtaste (Sensor) bzw. über einen gleichberechtigten Nebenstelleneingang.

Besondere Merkmale

- Sensorbedienung – keine mechanisch beweglichen Schalterteile
- Bedienung auch von mehreren Nebenstellen über Sensor- oder Drucktasten möglich
- In herkömmlichen Lichtinstallationen zu elektromechanischen Wandschaltern austauschbar
- Einfacher Anschluß einer drahtlosen Fernbedienung
- Helligkeitssteuerung mit physiologisch angenähert linearer Charakteristik
- Sehr hohe Störsicherheit
- Während kurzer Netzunterbrechungen von <1 s bleibt der eingestellte Zustand erhalten
- Niedrige Verlustleistung
- Sehr geringer Aufwand an peripheren Bauteilen
- Takteingang ermöglicht automatisches Abdimmen (Schlummerschalter)

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



Grenzdaten
(ohne äußere Schutzbeschaltung)

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	−20	0,3	V
Eingangsspannung	U_I	−20	0,3	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0	80	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		135	K/W

Kenndaten
$T_U = 25$ °C, alle Spannungswerte sind auf $U_{SS} = 0$ V bezogen

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}		−18	−15	−13	V
Speisestrom	I_{DD}	$U_{DD} = -15$ V		1,0	1,4	mA
Speisestrom bei fehlendem Synchronsignal	I_{DD}	$U_{DD} = -15$ V			0,85	mA
Eingangssperrstrom	I_I	$U_I = U_{SS} - 10$ V		<0,1	3	µA
Eingangskapazität	C_I	$U_I = 0$ V, $f = 1$ MHz			5	pF

Sensoreingang

H-Eingangsspannung	U_{IH}	mit Vorwiderstand 10 MΩ an 220-V-Netz	$U_{SS} - 2$			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				$U_{SS} - 8$	V
Eingangsstrom	I_{IH}				35	µA
HL-Übergangszeit (Triggerflanke)	t_{THL}			Netzsinus		
LH-Übergangszeit	t_{TLH}					
Frequenz bei aktivem Signal	f	Synchron mit dem 50/60 Hz-Takt am Synchroneingang		50/60		Hz

Nebenstelleneingang

H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS} - 2$			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				$U_{SS} - 8$	V
Eingangsstrom	I_{IH}				35	µA

Kenndaten (Fortsetzung)		Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Synchroneingang (Anschluß 4)						
H-Eingangsspannung	U_{IH}	mit Vorwider-	$1/2U_{DD}+2$			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	stand 1,5 MΩ			$1/2\ U_{DD}-2$	V
Eingangsstrom	I_{IH}	an 220-V-Netz			240	µA
HL-Übergangszeit (Triggerflanke)	t_{THL}			Netzsinus		
LH-Übergangszeit	t_{TLH}					
Frequenz	f			50/60		Hz
Takteingang (Anschluß 2)						
H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS}-2$		$U_{SS}+0,3$	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		U_{DD}		$U_{SS}-8$	V
HL-Übergang (Triggerflanke)	t_{THL}				100	µs
LH-Übergang	t_{TLH}				100	µs
Taktfrequenz	f		0		500	Hz
ohne Takt	U_{I0}		U_{SS}		$U_{SS}+0,3$	V
Integrator (Anschluß 3)						
Außenbeschaltung	C_I	vergl. Bild 1		47		nF
Ausgang						
L-Ausgangsstrom	I_Q	$U_{DD}=-15$ V, $U_{QL}=-3$ V	25			mA
L-Impulsdauer	t_{QL}	50-Hz-Netz		40		µs
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	vergl. Text	U_{SS}		$U_{SS}+0,5$	V
HL-Übergangszeit	t_{HLQ}				20	µs
LH-Übergangszeit	t_{LHQ}				20	µs

Bedienung der Steuereingänge

Eingangspotential während beider Halbwellen der Netzphase:

Funktion	Netzhalbwelle	Sensoreingang	Nebenstelleneingang		
bedient	positiv	L	H		
	negativ	0	H		
nicht bedient	positiv	H	L	oder	0
	negativ	0	0		L

H: U_{IH}
L: U_{IL}
0: beliebig

Funktionsbeschreibung

Mit der Typenreihe S 576 können vollelektronische Helligkeitsregler und Lichtschalter für Glühlampen (ohmsche Lasten) aufgebaut werden, deren Bedienung über jeweils eine einzige Berührfläche („Sensortaste") erfolgt.

In herkömmlichen Lichtleitungsinstallationen ist der Austausch zu mechanischen Wandschaltern sowie auch die Bedienung in allen Funktionen, von mehreren Schaltstellen (Nebenstellen) aus möglich.

Die Lampenhelligkeit wird mit einer Phasenanschnittsteuerung eingestellt, deren digitale Logik mit der Netzfrequenz synchronisiert ist.

Die Spannungsversorgung der IC im Zwei-Leiter-Anschluß wird durch die Begrenzung des Stromflußwinkels auf max. 152° der Halbwelle ermöglicht.

Bedienung

1. Helligkeitsregler S 576 A, S 576 B, S 576 C (siehe Bild 1)

Die integrierte Schaltung kann die Befehle „EIN/AUS-Schalten" und „Dimmen" durch die Dauer der Bedienung der Steuereingänge unterscheiden.

Ein-/Ausschalten

Durch kurze Berührung (50–400 ms) der Sensorfläche wird die Lampe ein- oder ausgeschaltet, je nach vorherigem Schaltzustand. Der Schaltvorgang wird am Ende der Berührung ausgelöst.

Einstellen der Helligkeit (Dimmen)

Bei längerer Berührung (> 400 ms) wird der Stromflußwinkel kontinuierlich verändert. Er läuft in seinem Regelbereich in etwa 7 s auf und ab (z.B. Hell-Dunkel-Hell), so lange, bis der Finger vom Sensor genommen wird.

Um auch im unteren Helligkeitsbereich eine bequeme Bedienung zu ermöglichen, wird der Phasenanschnittwinkel so gesteuert, daß sich beim Durchlaufen des Regelbereichs die Lampenhelligkeit annähernd physiologisch linear mit der Bedienzeit ändert sowie bei minimaler Helligkeit kurzzeitig verweilt.

Mit der im Anwendungsbeispiel genannten Beschaltung des Synchroneingangs (R_2, C_4) kann der Stromflußwinkel im Bereich von 35° bis 152° der Halbwelle gesteuert werden.

Durch Vergrößerung der *RC*-Zeitkonstante kann der Steuerbereich zu kleineren Stromflußwinkeln hin verschoben werden (Beeinflussung der minimalen Helligkeit).

Steuerverhalten

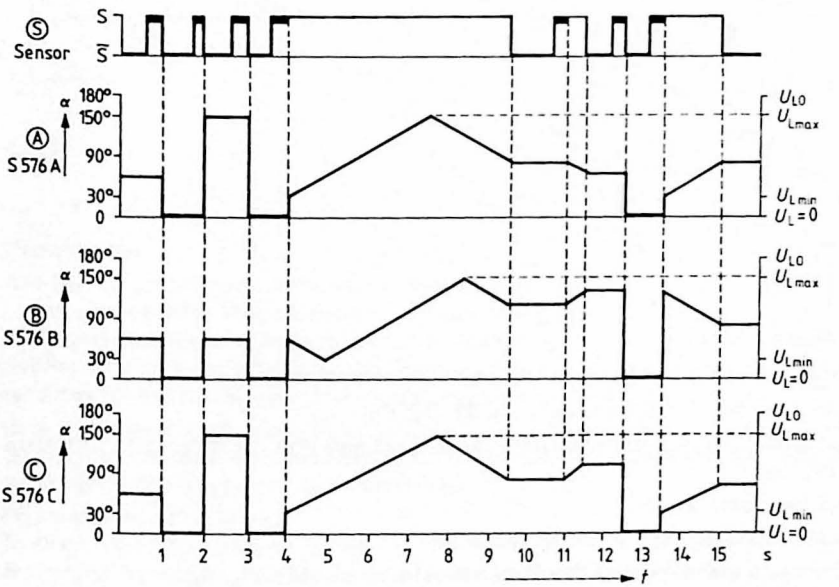
Die drei Varianten S 576 A, B, C unterscheiden sich in ihrem Steuerverhalten voneinander.

S 576 A Beim Einschalten wird immer die max. Helligkeit eingestellt, beim Dimmen von min. Helligkeit ausgehend gesteuert. Bei neuerlichem Dimmen wird in derselben Richtung (z.B. „heller") weitergesteuert.

S 576 B Beim Ausschalten wird die gewählte Helligkeit gespeichert und beim Einschalten wieder eingestellt. Beim Dimmen wird von diesem gespeicherten Wert aus weitergesteuert, bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.

S 576 C Beim Einschalten wird immer die max. Helligkeit eingestellt, beim Dimmen von min. Helligkeit ausgehend gesteuert. Bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.

Steuerverhalten der elektronischen Helligkeitsregler S 576 A, B, C
(schematisch)



α Stromflußwinkel
U_L Lampenspannung

S Steuersignal: S Sensor berührt (= < 0,4 s, - > 0,4 s)
S̄ Sensor unberührt

A S 576 A
B S 576 B
C S 576 C

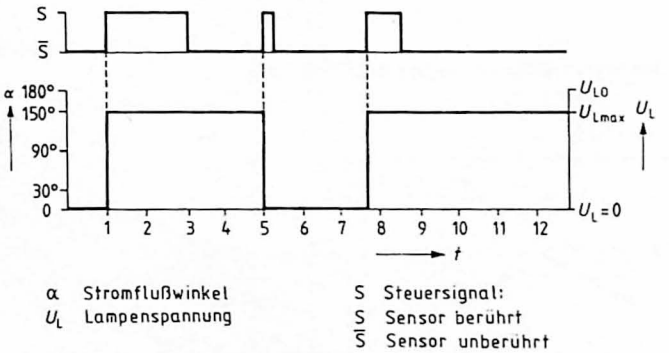
Bild 1

2. Lichtschalter S 576 D (siehe Bild 2)

Bei Berührung der Sensorfläche (> 50 ms) wird die Lampe wechselweise mit maximaler Helligkeit eingeschaltet oder ausgeschaltet. Der Schaltvorgang wird bei Beginn der Berührung ausgelöst.

Ein Abdunkeln und Ausschalten des Lichts über den Takteingang ist, wie beim Helligkeitsregler, ebenfalls möglich.

Steuerverhalten des elektronischen Lichtschalters S 576 D
(schematisch)



α Stromflußwinkel
U_L Lampenspannung
S Steuersignal:
S Sensor berührt
S̄ Sensor unberührt

Bild 2

Außenbeschaltung (siehe Bild 3)

Die vorgeschlagene Beschaltung des S 576 erfüllt folgende Funktionen:

- Stromversorgung des Schaltkreises (R_1, C_2, D1, D 2, C_3)
- Gefiltertes Signal zur Synchronisation der internen Zeitbasis (PLL-Schaltung) mit der Netzfrequenz (R_2, C_4)
- Schutz des Benutzers (R_8, R_9)
- Empfindlichkeitseinstellung der Sensorfläche (R_7)
- Strombegrenzung bei Verpolung des Nebenstellenanschlusses (R_5, R_6).
  Die beiden Widerstände können entfallen, wenn keine Nebenstelle angeschlossen werden soll. Anschluß 6 muß dann mit U_{DD} (Anschluß 7) verbunden werden.
- D3: Verminderung positiver Spannungen, die bei manchen Triac-Typen im gezündeten Zustand am Gateanschluß entstehen, auf Werte unter U_{SS} +0,5 V (vgl. Kenndaten). Bei Einsatz geeigneter Triacs kann die Diode D 3 entfallen. (Diese Eigenschaft des Triacs ist abhängig vom Anodenstrom und dem inneren Widerstand zwischen G und A1; sie kann vom Hersteller spezifiziert und gemessen werden.)

Anwendungsschaltung S 576

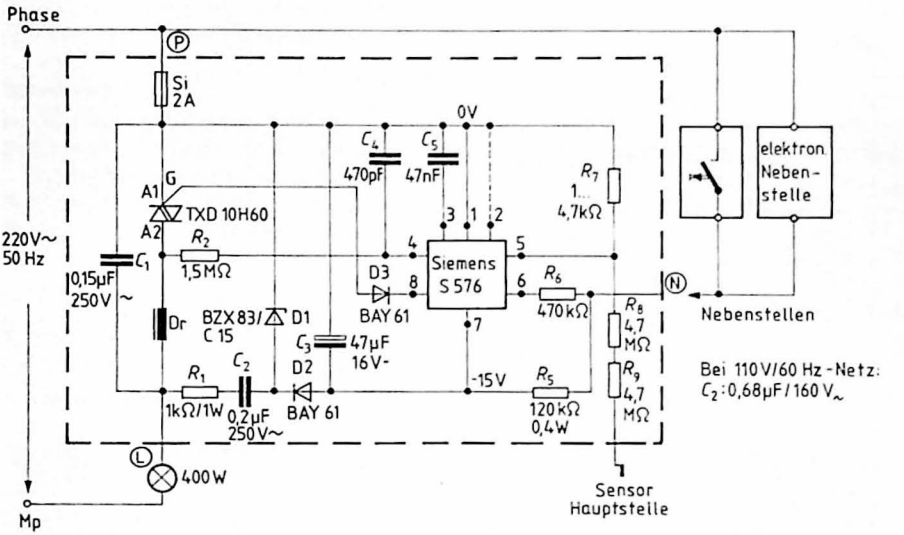


Bild 3

Nebenstellen

Alle Schalt- und Steuerfunktionen können auch von Nebenstellen aus betätigt werden, die an einem eigens dafür vorgesehenen Nebenstelleneingang angeschlossen werden. Die Hauptstelle und die Nebenstellen sind gleichberechtigt. An den Nebenstellen können elektronische Sensorschalter oder mechanische Taster angeschlossen werden. Bei Bedienung muß während beider Netzhalbwellen H-Potential am Nebenstelleneingang anliegen.

Eine dafür geeignete elektronische Schaltung zeigt das Anwendungsbeispiel (Bild 4). Die Schaltung arbeitet als Rückfallverzögerung und überbrückt während der negativen Netzhalbwelle die Ansteuerung der Schalttransistoren.

- Ansprechzeit ca. 2 ms
- Rückfallverzögerung ca. 30 ms
- Verpolungsschutz (R_1, D1, Si)

Anwendungsschaltung elektronische Nebenstelle

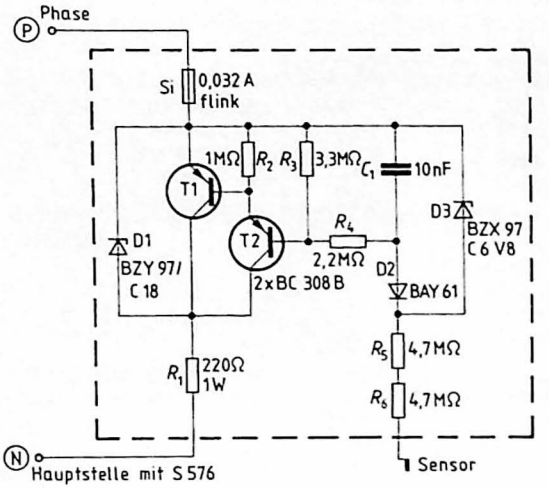


Bild 4

Drahtlose Fernsteuerung

Sehr einfach ist der Anschluß einer drahtlosen Fernsteuerung am Nebenstelleneingang. Mit Hilfe eines einzigen Übertragungskanals kann der S 576 in allen Funktionen bedient werden.

Schlummerschaltung (Takteingang)

Im unbenutzten Zustand wird der Takteingang mit U_{SS} kurzgeschlossen. Durch Anlegen eines extern erzeugten Taktes an diesen Eingang kann ein Schlummerschalter aufgebaut werden. Der Zählerstand des internen Helligkeitsspeichers wird mit jeder HL-Flanke am Takteingang um einen Schritt vermindert. Bei Erreichen der minimalen Helligkeit setzt der Takt die Schaltung in den AUS-Zustand.

Das Anwendungsbeispiel (Bild 5) zeigt eine Oszillatorschaltung, die mit an das Netzteil des elektronischen Helligkeitsreglers oder Lichtschalters mit S 576 angeschlossen werden kann. Durch Berühren des Schlummerschalter-Sensors wird der Oszillator freigegeben, Berühren des Dimmer-Sensors blockiert den Oszillator und unterbricht damit die Automatik.

Schaltung

- Oszillator mit CMOS-Gattern
- T1 und T2 sorgen für eine steile Schaltflanke am Eingang des Gatters G3, um die Stromaufnahme gering zu halten (< 100 µA)
- Einstellung der Taktfrequenz und damit der Dimmzeit mit *RC*-Glied (R_5, C_2)
- Empfindlichkeitseinstellung der Sensorfläche (R_1)

Anwendungsschaltung S 576 mit Schlummerschalter

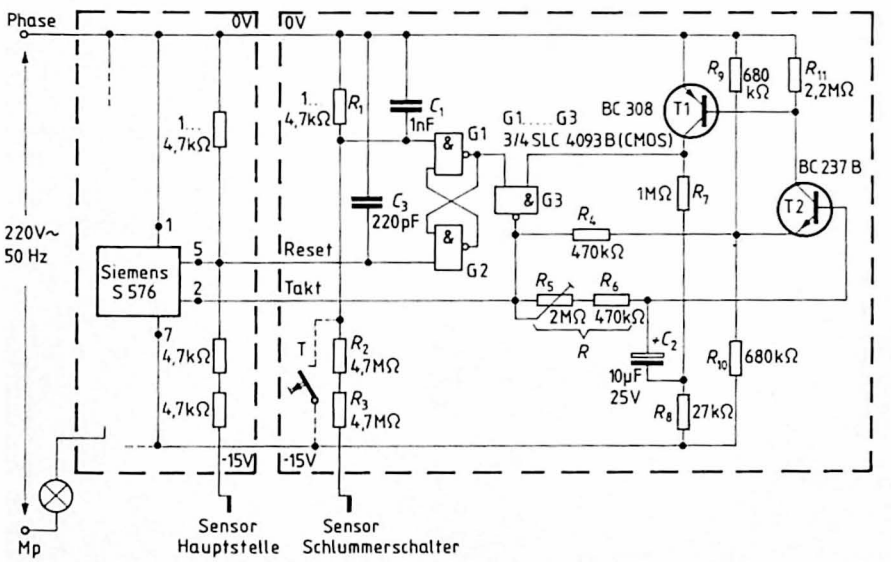


Bild 5

Störsicherheit

Eine digital bestimmte Immunitätszeit von etwa 50 ms gewährt eine hohe Störsicherheit gegen elektrische Einstreuungen auf die Steuereingänge und gestattet gleichzeitig eine nahezu verzögerungsfreie Bedienung.

Durch spezielle Logik des Nebenstelleneingangs führen auch große Erdkapazitäten der Steuerleitung zu keinen Störungen.

Bei Netzunterbrechung bleibt der eingestellte Schaltzustand mit der empfohlenen Außenbeschaltung für etwa 1 s erhalten. Nach längeren Netzausfällen geht die Schaltung in den AUS-Zustand.

Allgemeines

Alle gemachten Zeitangaben beziehen sich auf eine Netzfrequenz von 50 Hz. Bei einer Netzfrequenz von 60 Hz verkürzen sich die Zeiten entsprechend.

A/D-Wandler

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
■ SDA 5010	Q67000-Y621	DIC 16	12

Der SDA 5010 ist ein ultraschneller A/D-Wandler mit 6-bit-Auflösung. Neben einer außergewöhnlich hohen Abtastfrequenz bis 100 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5010 durch folgende Eigenschaften aus:

- Abtastfrequenz 100 MHz
- Auflösung 6 bit (1,6%)[1]
- Linearität ±1/4 LSB[2]
- Kein Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- ECL-kompatibel
- Niedrige Verlustleistung 450 mW
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; −5,2 V

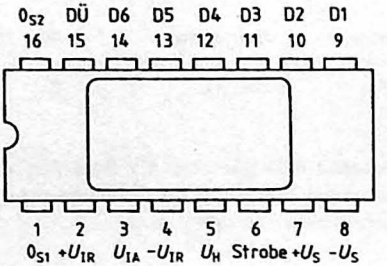
Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	$+U_S$	−0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	−6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{IA}, +U_{IR}, -U_{IR}$	−3,0	3,0	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	U_{IHy}	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	−0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0	70	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C

1) Ein 7-tes bit (Überlaufausgang) ermöglicht die Erweiterung der Auflösung
2) Gemessen bei 50 MHz

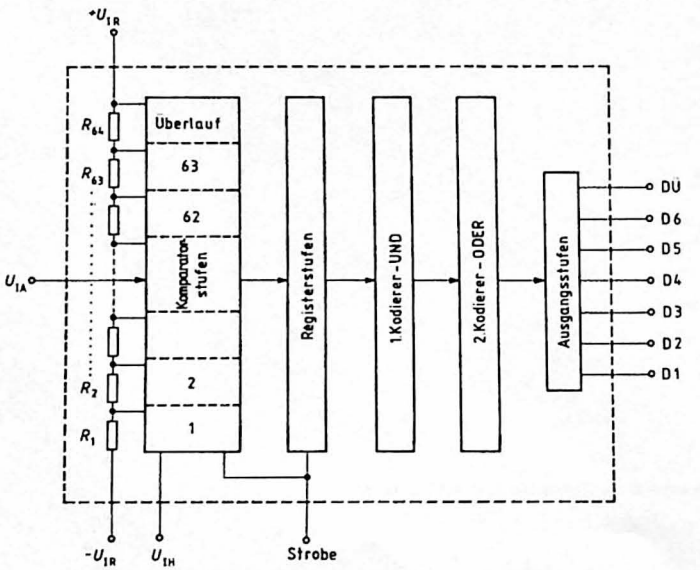
■ Nicht für Neuentwicklung

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschl.-Nr.	Symbol	Funktion
1	0_{S1}	Digitalmasse
2	$+U_{I\,R}$	positive Referenzspannung (< +2,5 V)
3	$U_{I\,A}$	analoger Signaleingang (max. ± 2,5 V)
4	$-U_{I\,R}$	negative Referenzspannung (> −2,5 V)
5	$U_{I\,Hy}$	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	$+U_S$	positive Speisespannung (+5 V)
8	$-U_S$	negative Speisespannung (−5,2 V)
9 bis 14	D 1 bis D 6	Datenausgänge bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlauf
16	0_{S2}	Digitalmasse der Ausgangsstufen

Blockschaltbild



Kenndaten		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromversorgung					
Pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
Neg. Speisespannung	$-U_S$	−5,7	−5,2	−4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5{,}0$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_S		30	60	mA
bei $-U_S = -5{,}2$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_S		55	80	mA
Analogteil					
Signaleingang					
Max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = \lvert(+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})\rvert$				5	V
U_{IA} für 6-bit-Auflösung			0,3		V
U_{IA} für 1/2 LSB Linearität		1,2	0,6		V
U_{IA} für 1/4 LSB Linearität		2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}		150	500	µA
bei $U_{IA} < -U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}	−10		10	µA
$-U_{IR} < U_{IA} < +U_{IR}$ in Hold Mode	I_{IA}	−10		10	µA
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	C_{IA}		25		pF
Referenzeingänge					
Pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	−2		2,5	V
Neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	−2,5		2	V
Referenzwiderstand	64 R	96	128	195	Ω
Digitalteil					
Strobeeingang					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1,1	−0,9	−0,6	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	−2,0	−1,7	−1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	5	30	100	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}	5	30	100	µA
Datenausgänge (100 Ω gegen −2 V)					
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	−1,1	−0,9	−0,7	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	−2,0	−1,7	−1,5	V

Dynamische Parameter		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturezeit	t_d		2		ns
Aperture Jitter			25		ps
Strobezeit[1]	t_{Strobe}		4	5	ns
Signalübergangszeit [2]	$t_{TLH\ Qmax}$		9		ns
Signalübergangszeit [3]	$t_{THL\ Qmin}$		11		ns
Abtastfrequenz [4]	f_{Strobe}	100			MHz
Bandbreite (–3 dB)	B		130		MHz
Erholzeit bei 1 V Analogspannungssprung	t		5		ns

Anmerkungen zu den Angaben der dynamischen Parameter:

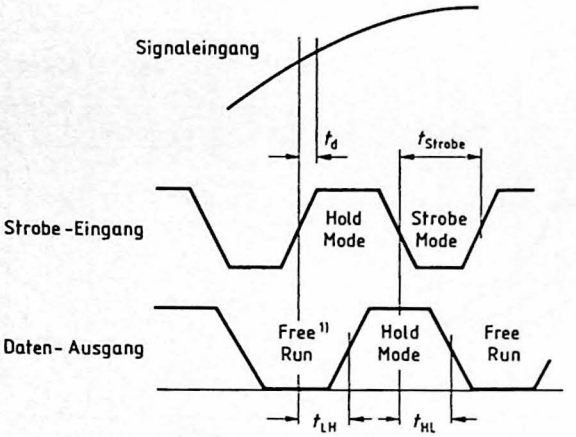
1) Es werden Minimalwerte angegeben, die beim Betrieb mit 100 MHz erforderlich sind. Bei niedrigeren Abtastfrequenzen ist es insbesondere zur Erhöhung der maximalen Analogfrequenz günstig größere Strobezeiten zu verwenden, sofern die verbleibende Haltezeit zur sicheren Datenübernahme ausreicht.

2) Als typisch werden Signalübergangszeiten $t_{TLH\ Qmax}$ angegeben, die bei ca. 15 mV Overdrive am Komparator gemessen werden. Neben einer gewissen Codeabhängigkeit besteht aus physikalischen Gründen (Aufbau der Rückkopplungslawine in den Registerstufen) ein exponentieller Zusammenhang zwischen Overdrive und Verzögerung des Ausgangssignals, was bei sehr geringem Overdrive zu weiterer Signalverzögerung führen kann.

3) Die Angaben für $t_{THL\ Qmin}$ beziehen sich ebenfalls auf ca. 15 mV Overdrive. Die Übergangszeit der fallenden Signalflanke ist jedoch wesentlich weniger vom Analogsignal abhängig.

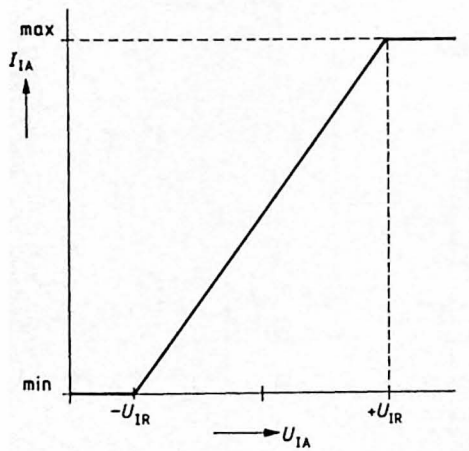
4) Die Messung wird in der nachstehend dargestellten Meßschaltung mit den dort angegebenen Einstellungen durchgeführt.

Impulsdiagramm des Strobe-Eingangs und der Daten-Ausgänge

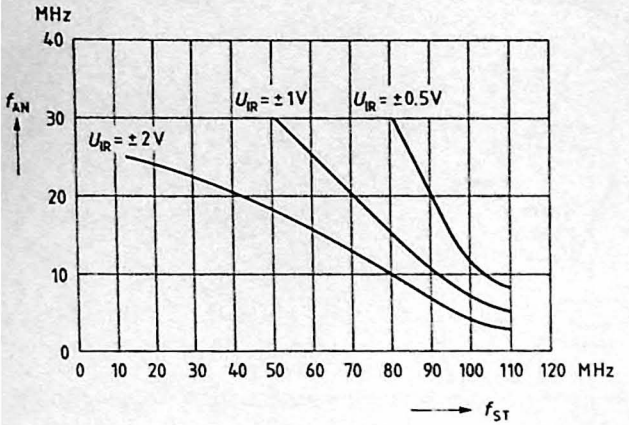


1) nicht definierte Ausgangspegel

Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung



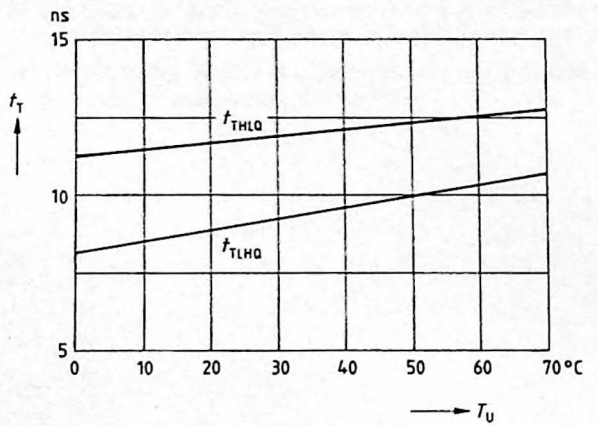
Max. analoge Eingangsfrequenz als Funktion der Strobe-Frequenz



Definition von f_{AN}:

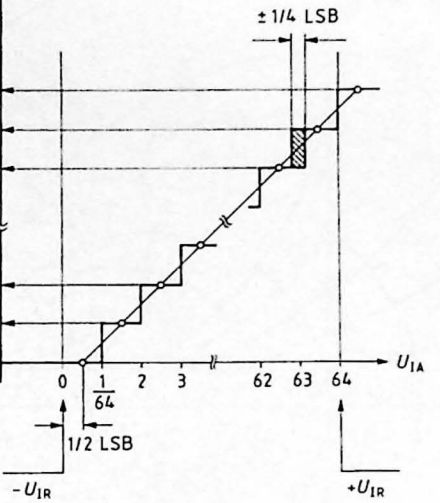
Obere Grenze der analogen Eingangsfrequenz, bei der gerade noch keine missing codes auftreten.

Temperaturabhängigkeit der Signalübergangszeiten

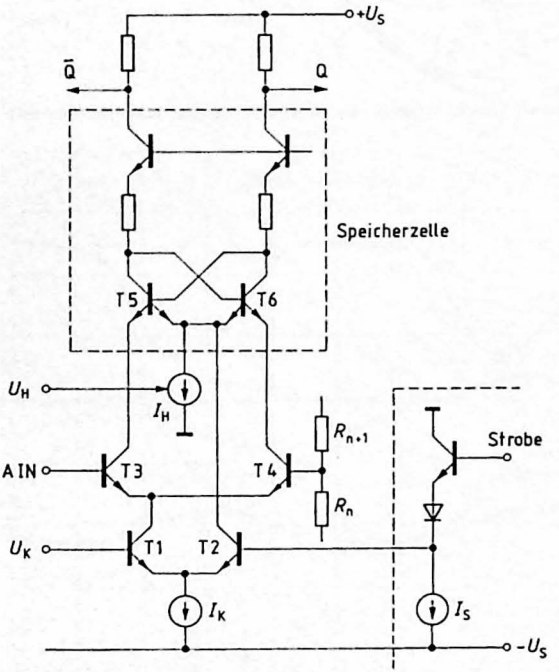


Übertragungscharakteristik und Logiktabelle

DÜ	D6	D5	D4	D3	D2	D1
H	L	L	L	L	L	L
L	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	L
≈						≈
L	L	L	L	L	H	L
L	L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L	L

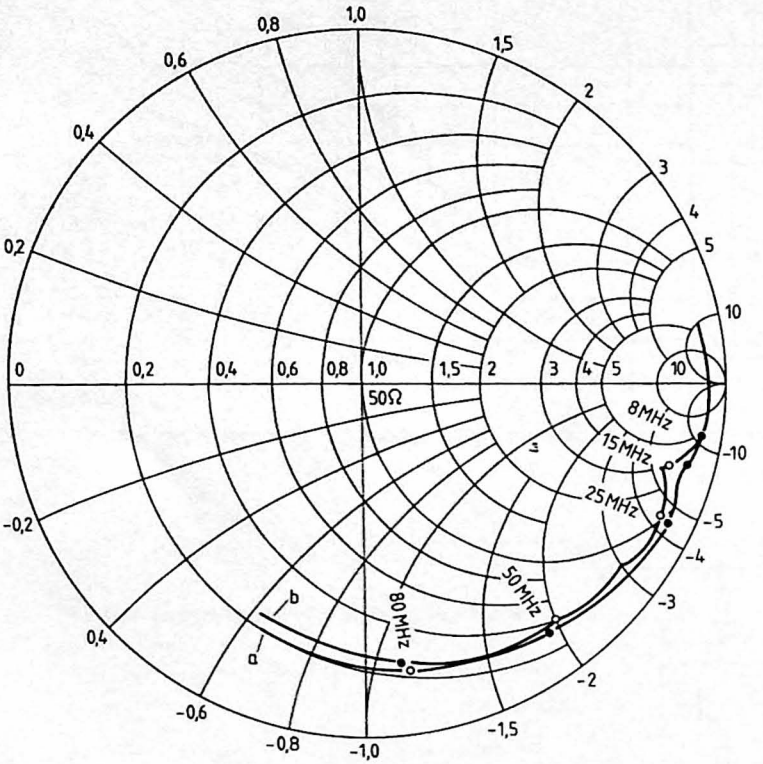


Eingangsstufe

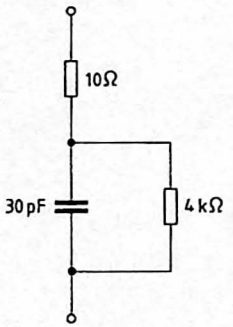


Smith Diagramm

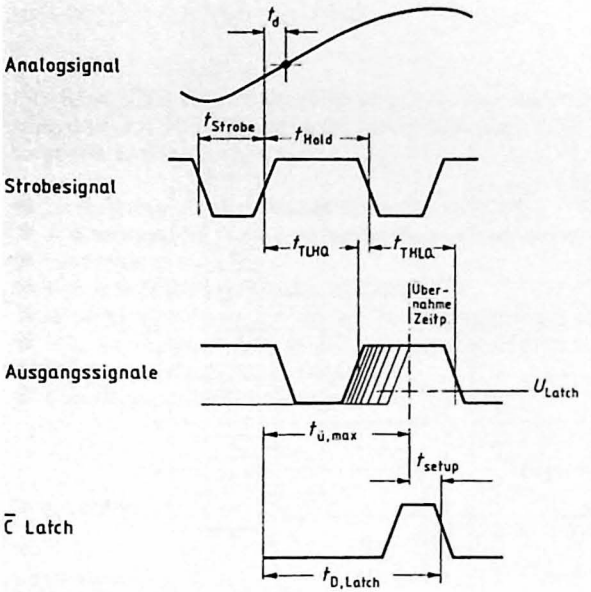
a) Ortskurve der Eingangsimpedanz
b) Ortskurve der Ersatzschaltung



Ersatzschaltung

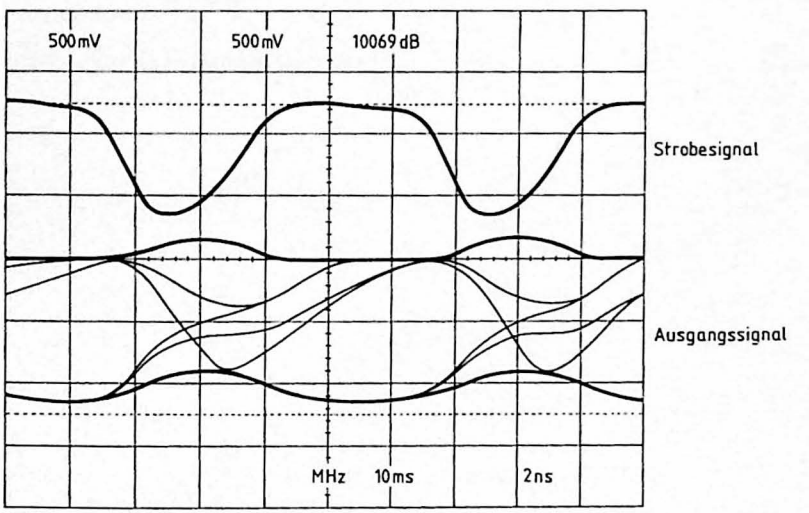


Schematischer Verlauf der Signale in der Meßschaltung für 100-MHz-Abtastfrequenz

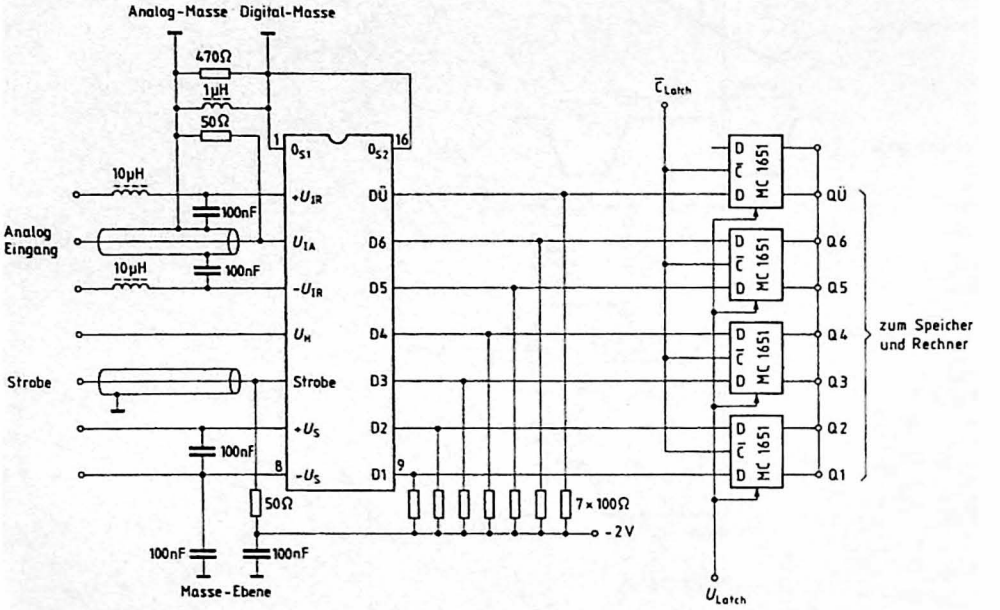


$t_{Strobe} = 4{,}5$ ns, $t_{D,\,Latch} = 15$ ns
$U_{Latch} = -1{,}65$ V

Darstellung des Signalverlaufs in der Meßschaltung für 100-MHz-Abtastfrequenz



Meßschaltung



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 6020	Q67000-Y584	DIC 16	12

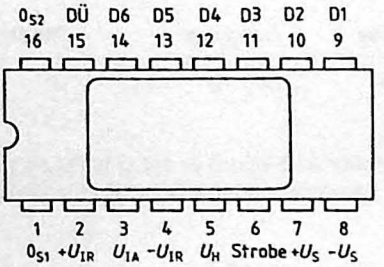
Der SDA 6020 ist ein ultraschneller A/D-Wandler mit 6-bit-Auflösung. Neben einer Abtastfrequenz von 50 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 6020 durch folgende Eigenschaften aus:

- Umsetzung bis zur Nyquistfrequenz (25 MHz)
- Auflösung 6 bit (1,6%), einfache Erweiterung auf 8 bit
- Linearität ± 1/4 LSB
- Keine Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- ECL-kompatibel (ECL → TTL-Anpassung möglich, z. B. mit SH 100.255)
- Niedrige Verlustleistung 450 mW
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; −5,2 V

Grenzdaten

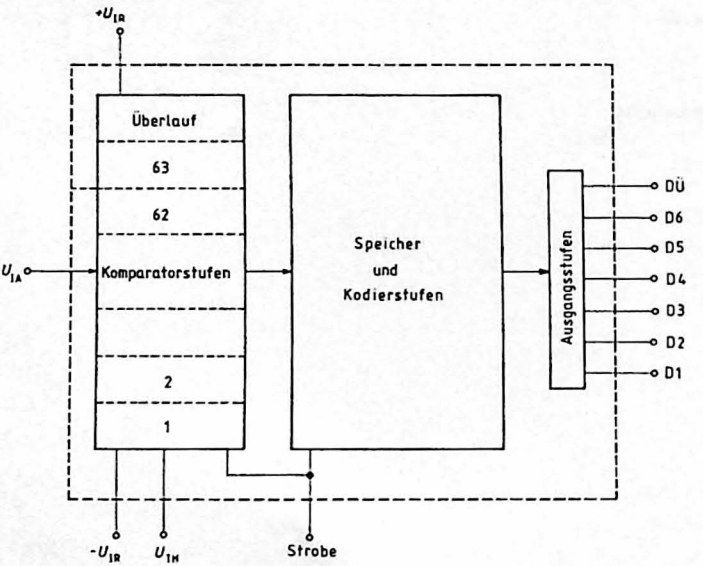
		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	$+U_S$	−0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	−0,6	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{I\,A}, +U_{I\,R}, -U_{I\,R}$	−3,0	3,0	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	$U_{I\,Hy}$	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	−0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		85	K/W

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschl.-Nr.	Symbol	Funktion
1	0_{S1}	Digitalmasse
2	$+U_{IR}$	positive Referenzspannung (< +2,5 V)
3	U_{IA}	analoger Signaleingang (max. ± 2,5 V)
4	$-U_{IR}$	negative Referenzspannung (> −2,5 V)
5	U_{IHy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	$+U_S$	positive Speisespannung (+5V)
8	$-U_S$	negative Speisespannung (−5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlauf
16	0_{S2}	Digitalmasse der Ausgangsstufen

Blockschaltbild



Kenndaten

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromversorgung					
Pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
Neg. Speisespannung	$-U_S$	−5,7	−5,3	−4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5{,}0$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_S		30	60	mA
bei $-U_S = -5{,}2$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_S		55	80	mA
Analogteil					
$T_U = 25$ °C; $+U_S = 5$ V; $-U_S = 5{,}2$ V					
Signaleingang					
Max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = \lvert(+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})\rvert$				5	V
U_{IA} für 6-bit-Auflösung	U_{IA}		0,3		V
U_{IA} für 1/2 LSB Linearität	U_{IA}	1,2	0,6		V
U_{IA} für 1/4 LSB Linearität	U_{IA}	2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}		200	800	µA
bei $U_{IA} < -U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}	−10		10	µA
$-U_{IR} < U_{IA} < +U_{IR}$ in Hold Mode	I_{IA}	−10		10	µA
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	C_{IA}			35	pF
Referenzeingänge					
Pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	−2		2,5	V
Neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	−2,5		2	V
Referenzwiderstand	64 R	96	128	256	Ω
Digitalteil					
Strobeeingang					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1,1	−0,9	−0,6	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	−2,0	−1,7	−1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	5	30	100	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}	5	30	100	µA
Datenausgänge (100 Ω gegen −2 V)					
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	−1,1	−0,9	−0,6	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	−2,0	−1,7	−1,5	V

Dynamische Parameter		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturezeit	t_d		2		ns
Aperture Jitter			25		ps
Strobezeit	t_{Strobe}		8	10[1]	ns
Signalübergangszeit[2]	$t_{TLH\,Qmax}$		9		ns
Signalübergangszeit[2]	$t_{THL\,Qmin}$		11		ns
Abtastfrequenz	f_{Strobe}	50			MHz

1) Eine Überschreitung dieses Wertes bei Abtastfrequenzen niedriger als 50 MHz ist durchaus zulässig, sofern die verbleibende Haltezeit zur sicheren Datenübernahme ausreicht.

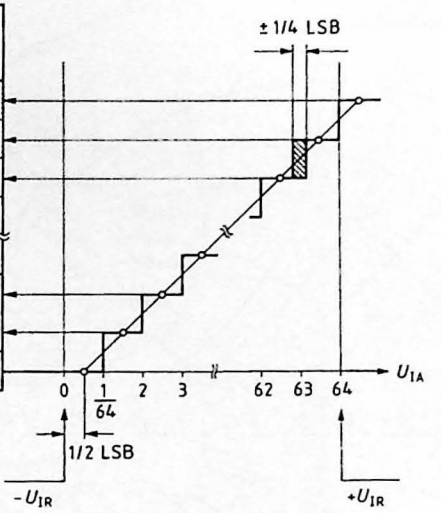
2) Die Datenübernahme in die nachfolgende Schaltung sollte mit einer Verzögerung t_D gegenüber der steigenden Strobeflanke im Bereich

$$t_{TLH\,Qmax} + t_{Hold/2} < t_D < t_{Hold} + t_{THL\,Qmin}$$

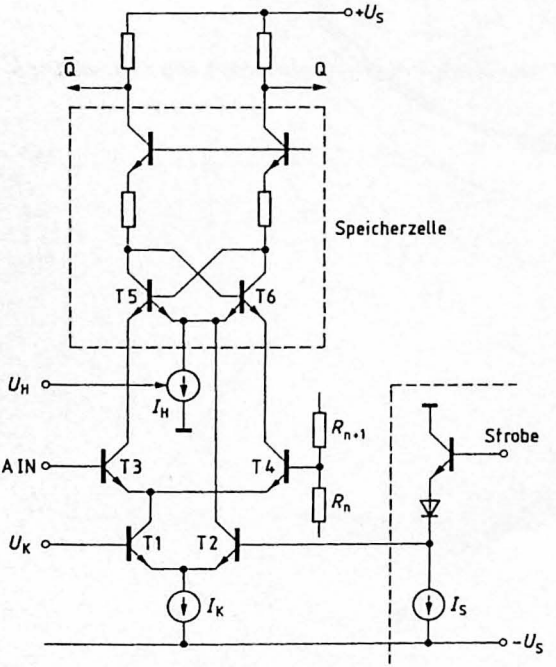
erfolgen.

Übertragungscharakteristik und Logiktabelle

DÜ	D6	D5	D4	D3	D2	D1
H	L	L	L	L	L	L
L	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	L
≈						≈
L	L	L	L	L	H	L
L	L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L	L

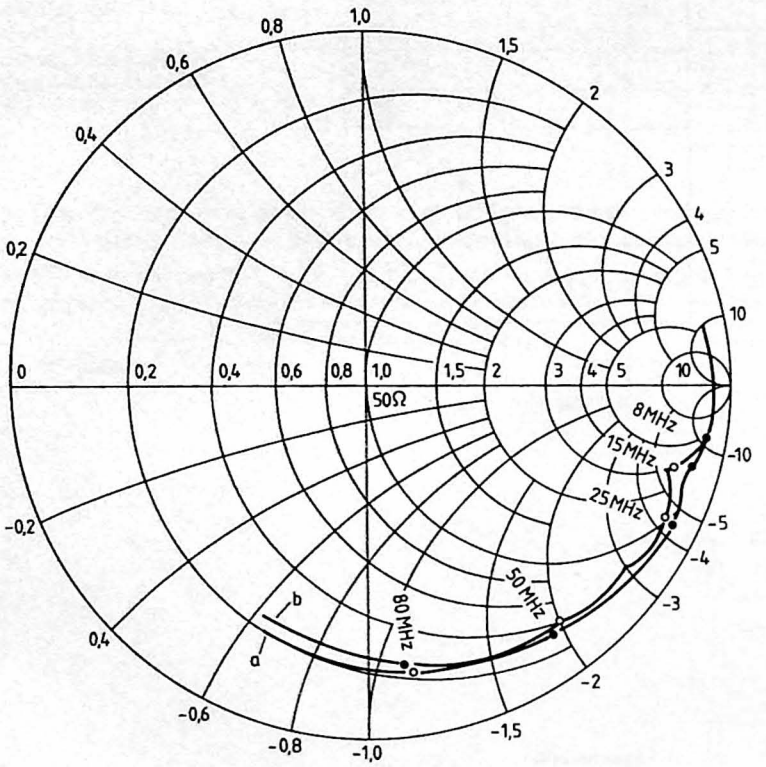


Eingangsstufe

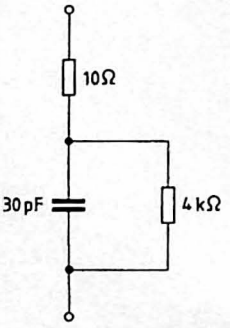


Smith Diagramm

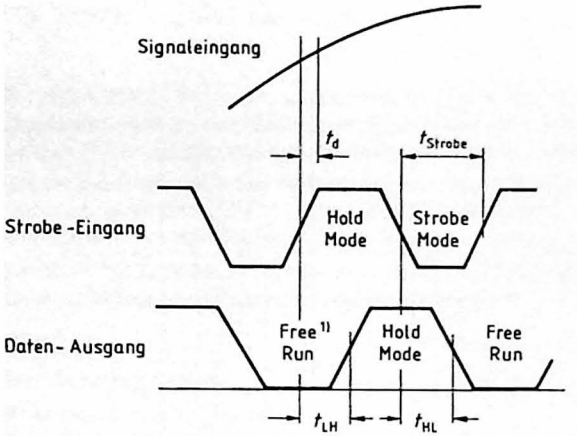
a) Ortskurve der Eingangsimpedanz
b) Ortskurve der Ersatzschaltung



Ersatzschaltung

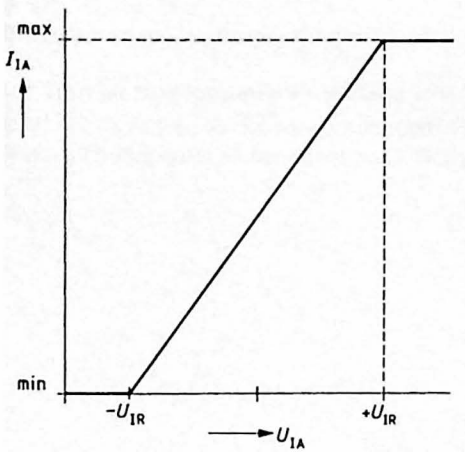


Impulsdiagramm des Strobe-Eingangs und der Daten-Ausgänge

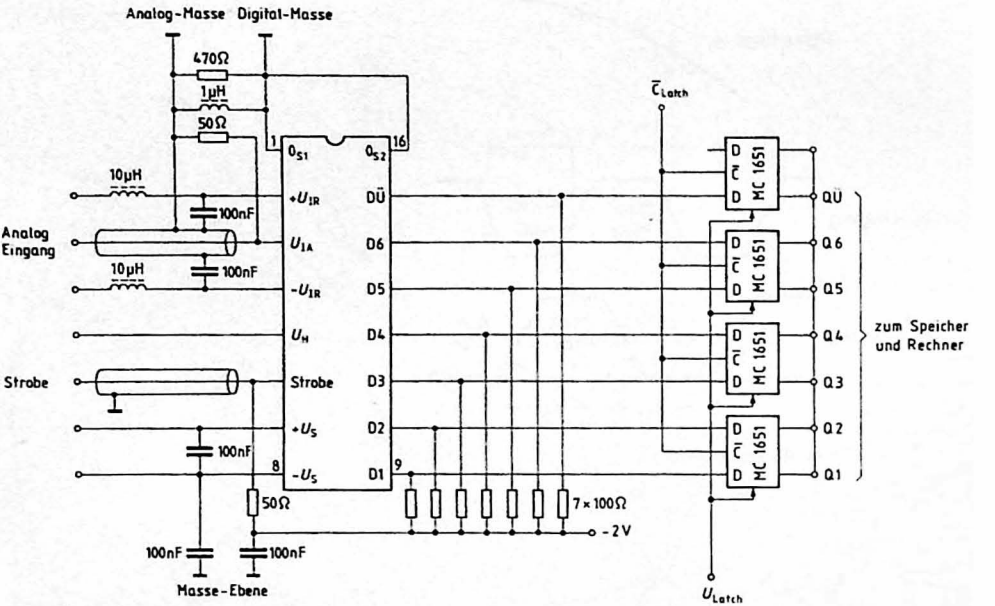


[1] nicht definierte Ausgangspegel

Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung



Meßschaltung



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 5200 N	Q67000-A2242	DIC 16	12

Der SDA 5200 N ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer mit einer Auflösung von 6 bit und Überlaufausgang, der bei einer Kaskadierung einen einfachen Aufbau von 7-bit- bzw. 8-bit-A/D-Umsetzern ermöglicht (siehe Anwendungsschaltung).

Neben einer garantierten Abtastfrequenz von 100 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5200 N durch eine große analoge Bandbreite aus, die von der Analogseite her den Einsatz bis zur Grenze des Nyquist Abtasttheorems ermöglicht.

Der SDA 5200 N ist pinkompatibel zu SDA 5010, SDA 6020 und dem SDA 5200 S (unterschiedlicher Ausgangscode im Überlauf).

Haupteigenschaften

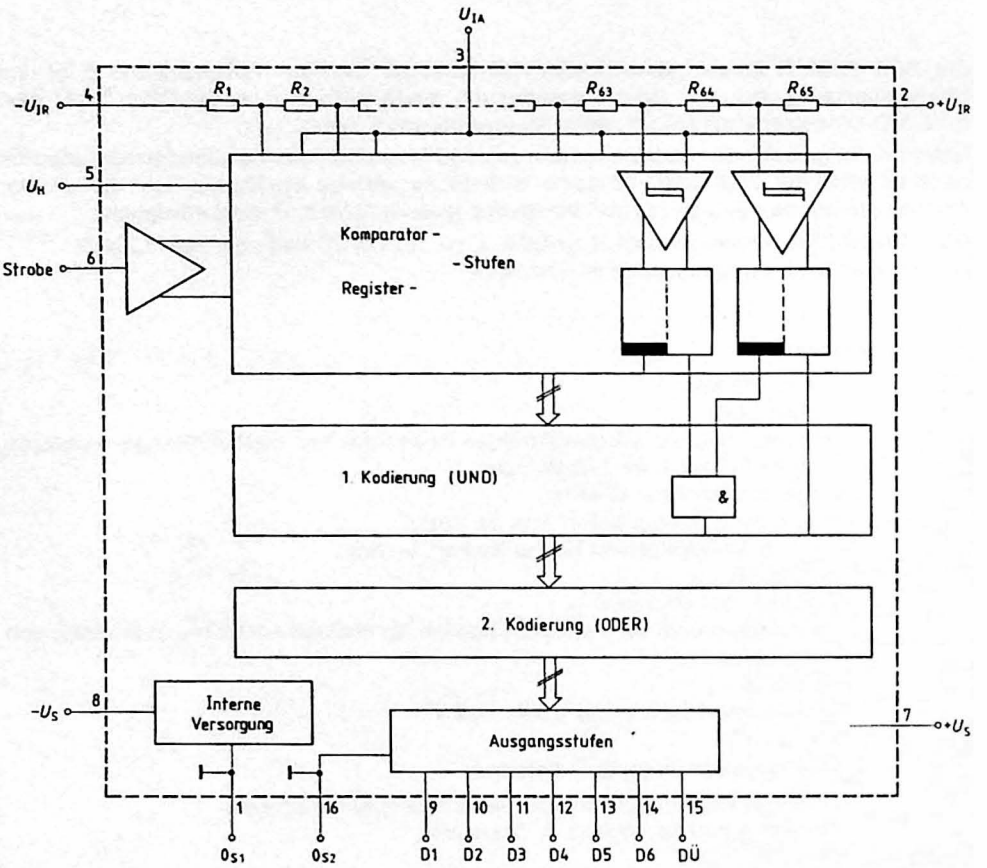
- Abtastfrequenz 100 MHz
- Auflösung 6 bit (1,6%)
- Überlaufausgang (7tes bit) mit gleichzeitiger Sperre der restlichen Ausgänge → einfache Kaskadierung für 7- bzw. 8-bit-A/D-Wandler
- Große analoge Bandbreite (140 MHz)
- Hohe Slew-rate der Eingangsstufen (typ. 0,5 V/ns)
- Verarbeitung von Analogsignalen bis zur Nyquist Grenze
- Linearität ± 1/4 LSB
- Kein Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- Verlustleistung 550 mW
- ECL-kompatibel
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; −5,2 V

Auf Anfrage sind folgende Varianten[1]) lieferbar:

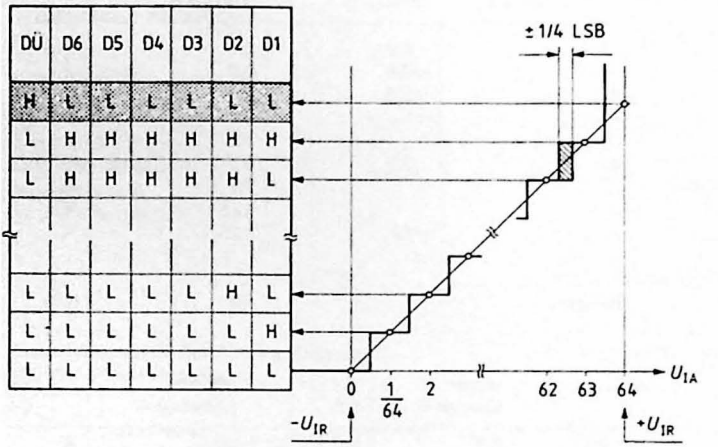
- IC mit nichtlinearer Wandlungscharakteristik vorgegebener Kennlinie
- IC mit beliebigem Ausgangscode (z. B. Graycode)

1) Konditionen auf Anfrage

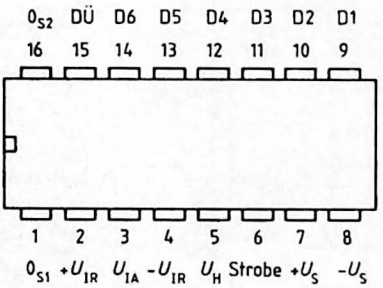
Blockschaltbild



Signaltabelle



Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschl.-Nr.	Symbol	Funktion
1	0_{S1}	Digitalmasse 1
2	$+U_{IR}$	pos. Referenzspannung (+2 V)
3	U_{IA}	analoger Signaleingang (max. +2 V; −3 V)
4	$-U_{IR}$	neg. Referenzspannung (−3 V)
5	U_{IHy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	$+U_S$	pos. Speisespannung (+5 V)
8	$-U_S$	neg. Speisespannung (−5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlaufausgang
16	0_{S2}	Digitalmasse 2

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	$+U_S$	−0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	−0,6	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{IA}, +U_{IR}, -U_{IR}$	−3,5	2,5	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	U_{IHy}	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	−0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		85	K/W

Kenndaten

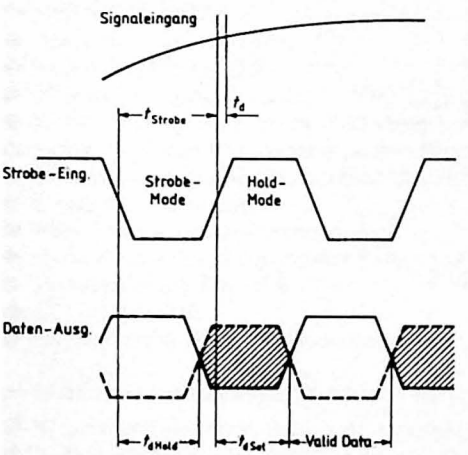
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromversorgung					
pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
neg. Speisespannung	$-U_S$	−5,7	−5,2	−4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5{,}0$ V, $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_{S+}		50	80	mA
bei $-U_S = -5{,}2$ V, $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_{S-}		55	80	mA
Analog Signaleingang					
max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = \lvert(+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})\rvert$				5	V
U_{IA} für 6-bit-Auflösung			0,3		V
U_{IA} für 1/2 LSB Linearität		1,2	0,6		V
U_{IA} für 1/4 LSB Linearität		2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$	I_{IA}		150	500	µA
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	I_{IA}	−500		500	nA
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	C_{IA}		25		pF
Referenzeingänge					
pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	−2,5		2	V
neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	−3,0		1,5	V
Referenzwiderstand	R_{REF}	96	128	195	Ω
Digitalteil Strobeeingang					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1,1	−0,9	−0,6	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	−2,0	−1,7	−1,6	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}		6	50	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}		6	50	µA
Datenausgänge (100 Ω gegen −2 V)					
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	−1,1	−0,9	−0,7	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	−2,0	−1,7	−1,5	V

Kenndaten (Fortsetzung)

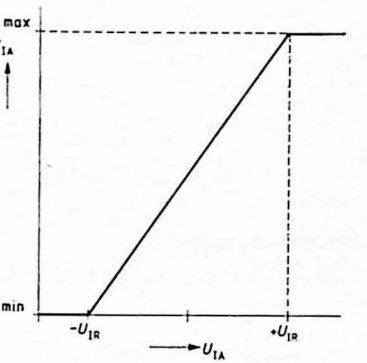
Dynamische Parameter

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturezeit	t_d		2		ns
Aperture Jitter			25		ps
Strobezeit	t_{Strobe}		5		ns
Signalübergangszeit	$t_{d\,Hold}$		12	17	ns
Signalübergangszeit	$t_{d\,Set}$		12	17	ns
max. Abtastfrequenz	f_{Strobe}	100			MHz
max. Slew rate			0,5		V/ns
Bandbreite (—3 dB)	B		140		MHz

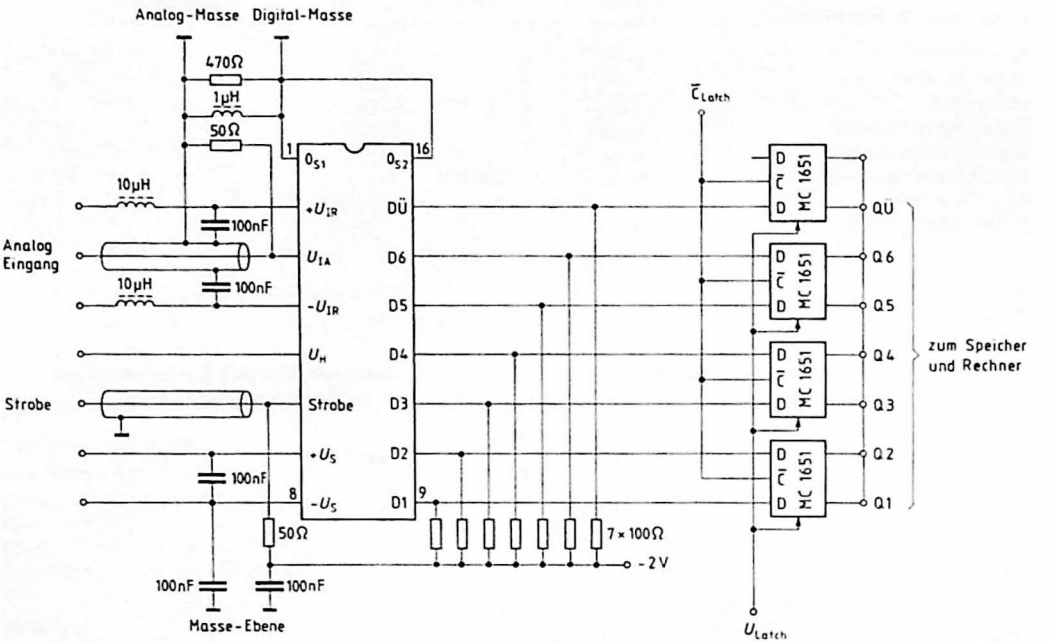
Impulsdiagramm des Strobe Eingangs und der Daten-Ausgänge



Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung

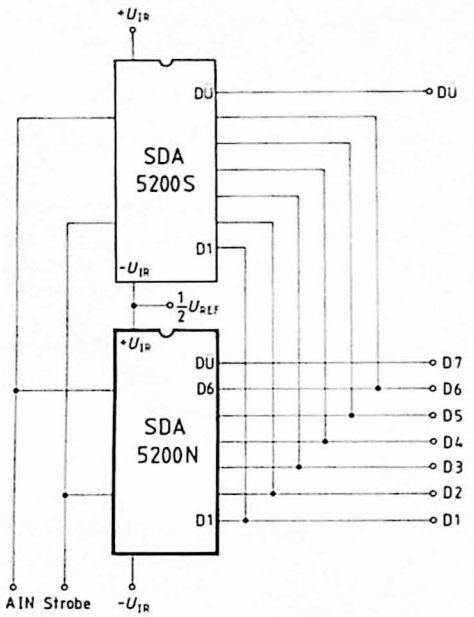


Meßschaltung



Anwendungsschaltung

7-bit-A/D-Wandler mit SDA 5200 N und SDA 5200 S



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 5200 S	Q67000-A2243	DIC 16	12

Der SDA 5200 S ist ein ultraschneller 6-bit-A/D-Umsetzer mit Überlaufausgang. Er ist als Abschlußbaustein bei einer Kaskadierung mehrerer Bausteine zu einem 7- bzw. 8-bit-A/D-Umsetzer (siehe Anwendungsschaltung) oder für ausschließlich 6-bit-Betrieb konzipiert worden.

Neben einer garantierten Abtastfrequenz von 100 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5200 S durch eine große analoge Bandbreite aus, die von der Analogseite her den Einsatz bis zur Grenze des Nyquist-Abtasttheorems ermöglicht.

Der SDA 5200 S ist pinkompatibel mit den Bausteinen SDA 5010, SDA 6020 und SDA 5200 N (unterschiedlicher Ausgangscode im Überlauf).

Haupteigenschaften

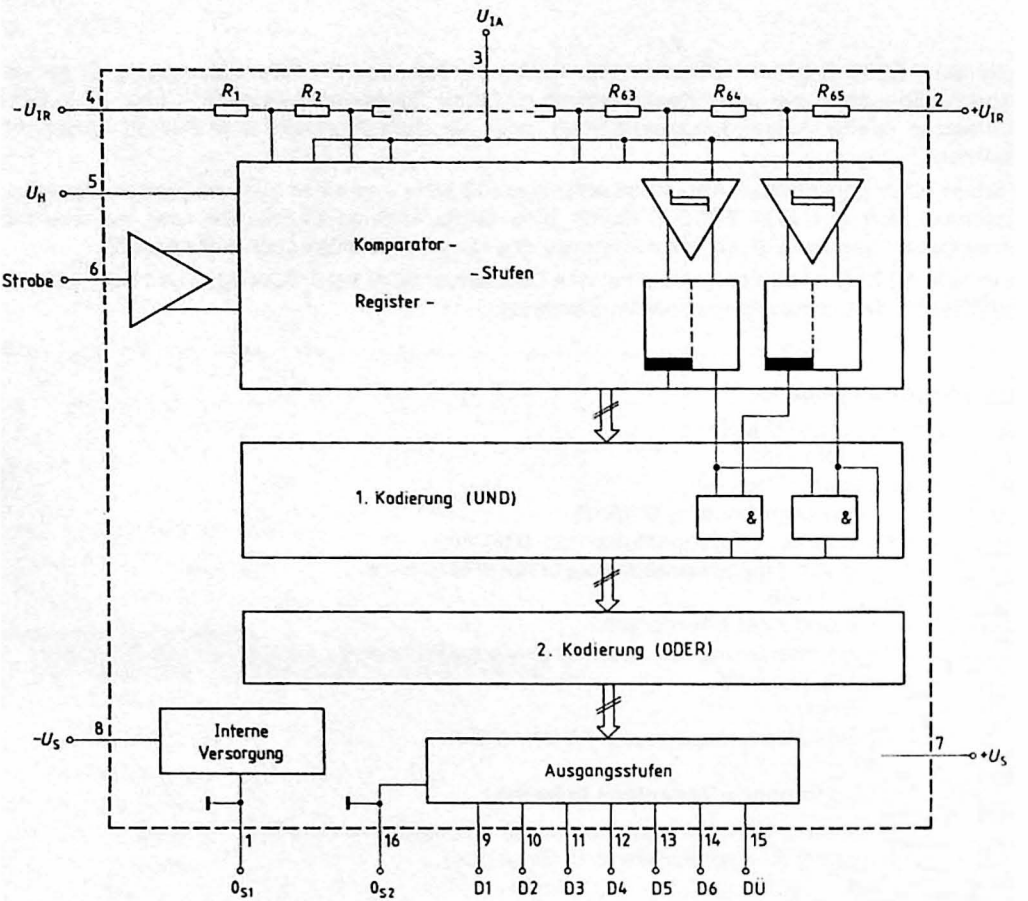
- Abtastfrequenz 100 MHz
- Auflösung 6 bit (1,6%)
- Überlaufausgang (7tes bit)
- Große analoge Bandbreite (140 MHz)
- Hohe Slew-rate der Eingangsstufen (typ. 0,5 V/ns)
- Verarbeitung von Analogsignalen bis zur Nyquist Grenze
- Linearität ± 1/4 LSB
- Kein Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- Verlustleistung 550 mW
- ECL-kompatibel
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; −5,2 V

Auf Anfrage sind folgende Varianten[1]) lieferbar:

- IC mit nichtlinearer Wandlungscharakteristik vorgegebener Kennlinie
- IC mit beliebigem Ausgangscode (z. B. Graycode)

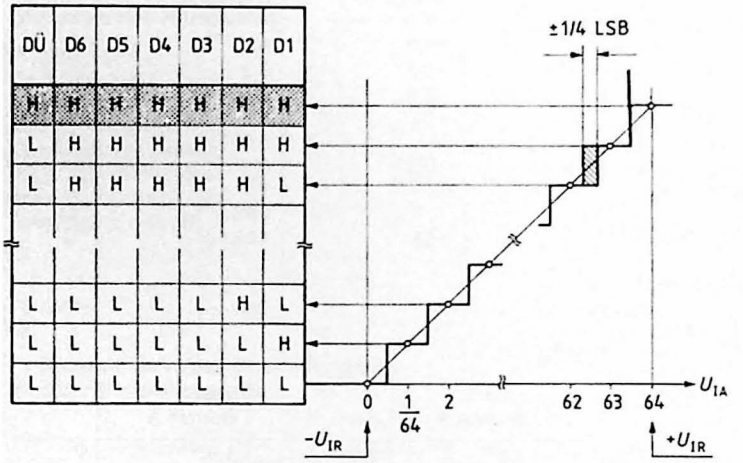
1) Konditionen auf Anfrage

Blockschaltbild

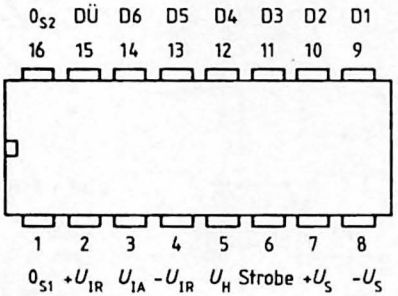


Signaltabelle

DÜ	D6	D5	D4	D3	D2	D1
H	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	L
L	L	L	L	L	H	L
L	L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L	L



Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_{S1}	Digitalmasse 1
2	$+U_{IR}$	pos. Referenzspannung (+2 V)
3	U_{IA}	analoger Signaleingang (max. +2 V; −3 V)
4	$-U_{IR}$	neg. Referenzspannung (−3 V)
5	U_{IHy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	$+U_S$	pos. Speisespannung (+5 V)
8	$-U_S$	neg. Speisespannung (−5,2V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlaufausgang
16	0_{S2}	Digitalmasse 2

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	$+U_S$	−0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	−0,6	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{IA}, +U_{IR}, -U_{IR}$	−3,5	2,5	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	U_{IHy}	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	−0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		85	K/W

Kenndaten

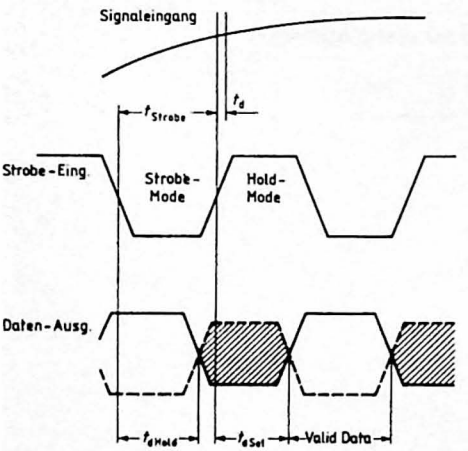
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromversorgung					
pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
neg. Speisespannung	$-U_S$	−5,7	−5,2	−4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5{,}0$ V, $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_{S+}		50	80	mA
bei $-U_S = -5{,}2$ V, $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_{S-}		55	80	mA
Analog					
Signaleingang					
max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = \lvert(+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})\rvert$				5	V
U_{IA} für 6-bit-Auflösung			0,3		V
U_{IA} für 1/2 LSB Linearität		1,2	0,6		V
U_{IA} für 1/4 LSB Linearität		2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$	I_{IA}		150	500	µA
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	I_{IA}	−500		500	nA
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	C_{IA}		25		pF
Referenzeingänge					
pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	−2,5		2	V
neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	−3,0		1,5	V
Referenzwiderstand	R_{REF}	96	128	195	Ω
Digitalteil					
Strobeeingang					
H-Eingangsspannung	U_{IH}	−1,1	−0,9	−0,6	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	−2,0	−1,7	−1,6	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}		6	50	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}		6	50	µA
Datenausgänge (100 Ω gegen −2 V)					
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	−1,1	−0,9	−0,7	V
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	−2,0	−1,7	−1,5	V

Kenndaten (Fortsetzung)

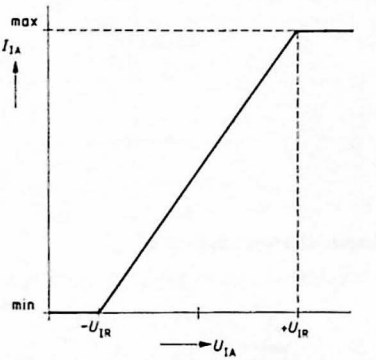
Dynamische Parameter

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturezeit	t_d		2		ns
Aperture Jitter			25		ps
Strobezeit	t_{Strobe}		5		ns
Signalübergangszeit	$t_{d\,Hold}$		12	17	ns
Signalübergangszeit	$t_{d\,Set}$		12	17	ns
max. Abtastfrequenz	f_{Strobe}	100			MHz
max. Slew rate			0,5		V/ns
Bandbreite (–3 dB)	B		140		MHz

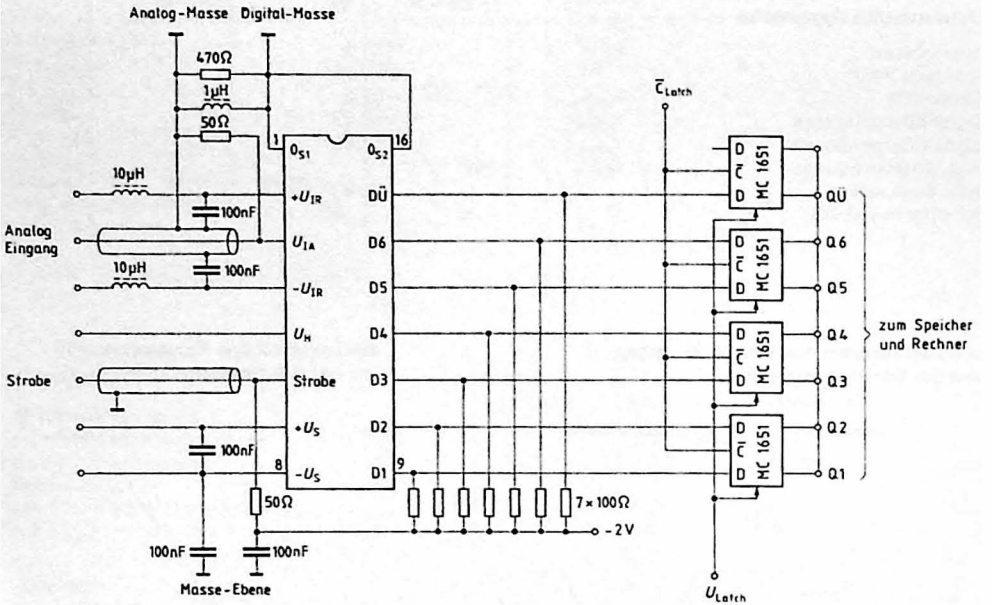
Impulsdiagramm des Strobe Eingangs und der Daten-Ausgänge



Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung

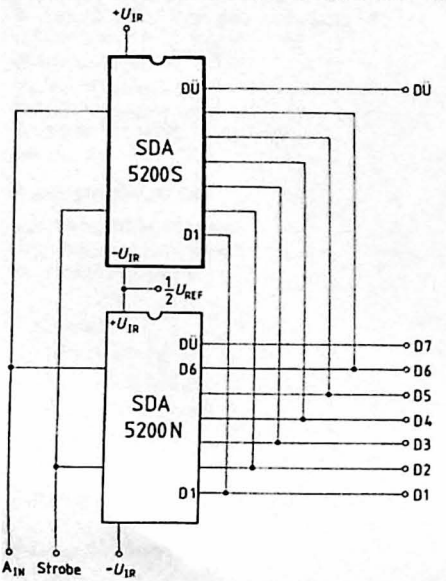


Meßschaltung



Anwendungsschaltung

7-bit-A/D-Wandler mit SDA 5200 S und SDA 5200 N



Zeitgeberschaltungen

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SAB 0529	Q67000-H2176	DIP 18	14
SAB 0529 G	Q67000-H2952	SO-20	31

Mit dem digitalen Langzeit-Timer SAB 0529 können Verzögerungszeiten zwischen 1 Sekunde und 31,5 Stunden eingestellt werden. Als Zeitbasis dient die 50-Hz-Netzfrequenz. Mit dem SAB 0529 kann ein Triac angesteuert werden.

Der SAB 0529 ist auf zwei Funktionsarten „Einschaltwischfunktion" und „Rückfallverzögerung" nach DIN 46120 programmierbar. Bei der Einschaltwischfunktion wird mit einer steigenden Flanke am Starteingang der Triac eingeschaltet und der Zeitablauf gestartet. Bei der Rückfallverzögerung schaltet die steigende Flanke am Starteingang den Triac ein. Die fallende Flanke löst den Zeitablauf aus.

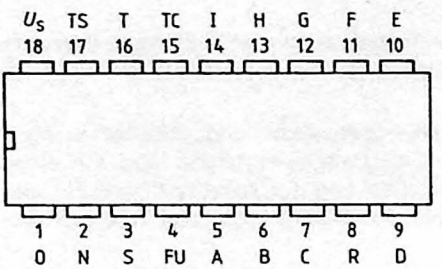
Der SAB 0529 ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

Besondere Merkmale

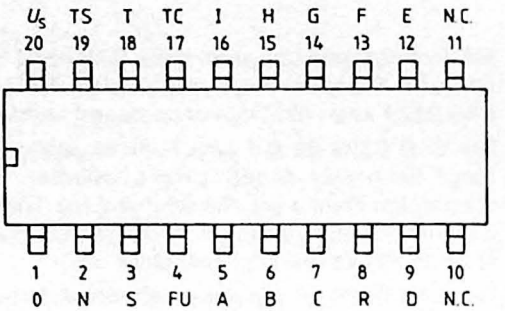
- Direkter Betrieb am Netz oder Gleichspannungsversorgung möglich
- 50-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten oder Stromsynchronisation für induktive und kapazitive Lasten
- Triac-Zündstrom bis 100 mA
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 Sekunde bis 31,5 Stunden (bei 50 Hz)
- 2 Funktionsarten: Einschaltdauer oder Ausschaltverzögerung, beide retriggerbar
- Auf Kundenwunsch und bei Abnahme von Mindestmengen können die Verzögerungszeiten — durch Maskenprogrammierung — dem jeweiligen Anwendungsfall bei minimaler Außenbeschaltung individuell angepaßt werden.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

SAB 0529



SAB 0529 G



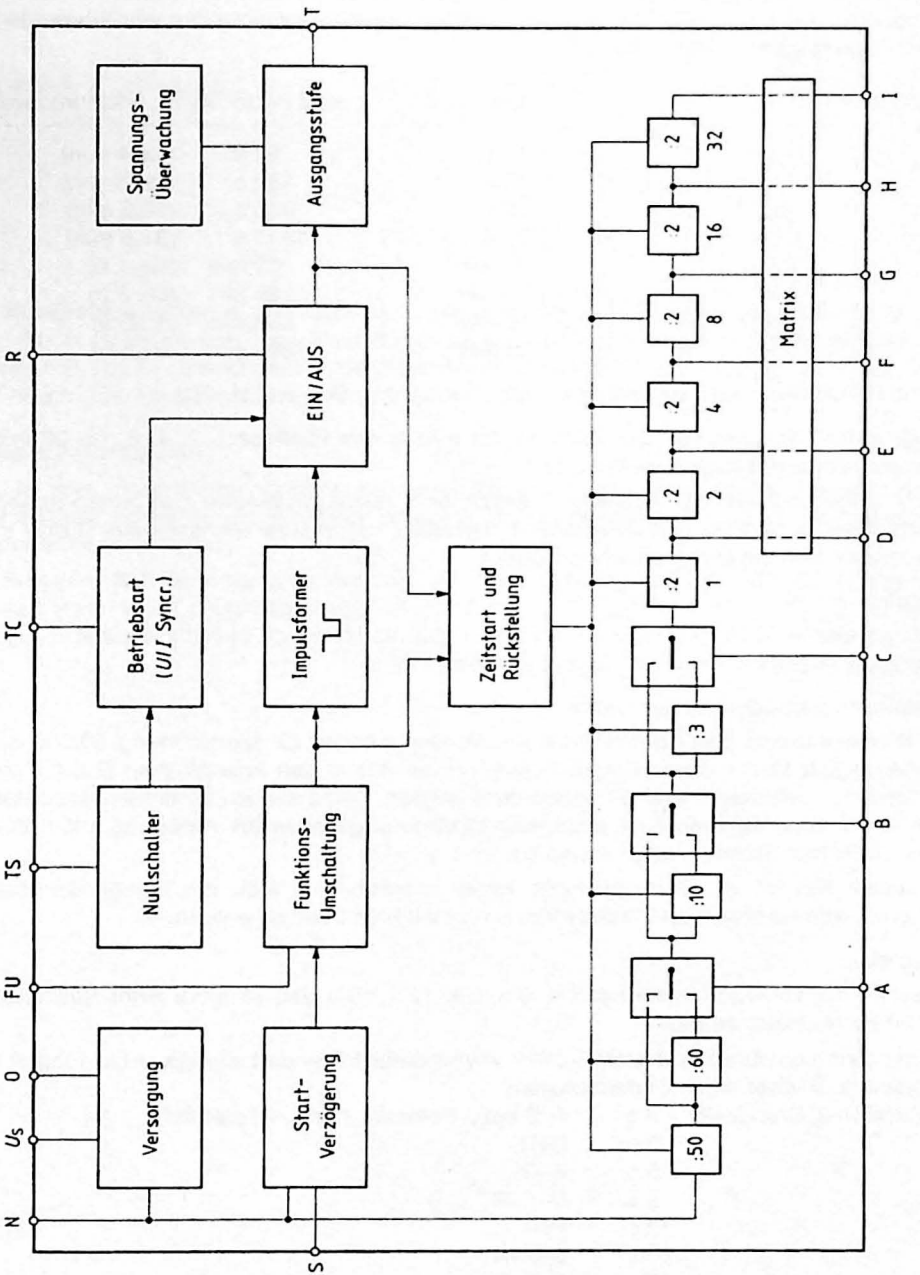
Anschlußbelegung

Anschluß-Nr. SAB 0529	Anschluß-Nr. SAB 0529 G	Symbol	Funktion
1	1	0	Schaltkreis-Masse
2	2	N	Netzspannung über Vorwiderstand
3	3	S	Start
4	4	FU	Funktionsumschaltung
5	5	A	Grundzeit-Programmierung
6	6	B	Grundzeit-Programmierung
7	7	C	Grundzeit-Programmierung
8	8	R	Rückstellen
9	9	D	Grundzeit x 1
10	12	E	Grundzeit x 2
11	13	F	Grundzeit x 4
12	14	G	Grundzeit x 8
13	15	H	Grundzeit x 16
14	16	I	Grundzeit x 32
15	17	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
16	18	T	Triacansteuerung
17	19	TS	Triacsynchronisation
18	20	U_S	positive Versorgungsspannung

Diese Wertigkeiten gelten für die Grundausführung des SAB 0529. Durch Maskenprogrammierung kann jedem dieser Anschlüsse eine Wertigkeit zwischen 1 und 63 zugeordnet werden.

Beim SO-20 L Gehäuse (SAB 0529 G) sind die Anschlüsse 10 und 11 nicht belegt.

Blockschaltbild



Funktionsbeschreibung

Durch Teilen der Netzfrequenz in den Vorteilern 1:50, 1:60, 1:10 und 1:3 werden die Grundzeiten für 8 Zeitbereiche erzeugt. Die Bereichswahl erfolgt über die Eingänge A, B und C nach folgender Wahrheitstabelle:

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	max. Zeit bis 50-Hz-Netzfrequenz	
1	L	L	L	1 s	63 s	(ca. 1 min)
2	L	L	H	3 s	189 s	(ca. 3 min)
3	L	H	L	10 s	630 s	(10,5 min)
4	L	H	H	30 s	1890 s	(31,5 min)
5	H	L	L	1 min	63 min	(ca. 1 h)
6	H	L	H	3 min	189 min	(ca. 3 h)
7	H	H	L	10 min	630 min	(10,5 h)
8	H	H	H	30 min	1890 min	(31,5 h)

L- und H-Potentiale sind auf den Anschluß 0 bezogen; z. B. L = 0, H = U_S

Die Grundzeit des eingestellten Zeitbereichs wird in den Flipflops 1, 2, 4, 8, 16, 32 mit der entsprechenden Wertigkeit multipliziert.

Die Verzögerungszeit am Ausgang T ergibt sich durch Verbinden des entsprechenden Anschlusses D bis I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere Anschlüsse D bis I mit R, so addieren sich die entsprechenden Zeiten.

Beispiel:

Netzfrequenz = 50 Hz; eingestellter Bereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, F und I mit R verbunden (Wertigkeit = 37): als Verzögerungszeit ergibt sich 37 s.

Maskenprogrammierung der Matrix:

Auf Kundenwunsch und bei Abnahme von Mindestmengen (Größenordnung 50.000 Stück) können in der Matrix durch Programmieren einer Maske den Anschlüssen D bis I jeweils Wertigkeiten zwischen 1 und 63 zugeordnet werden. Damit stehen an diesen Anschlüssen dem Anwendungsfall individuell angepaßte Verzögerungszeiten zur Verfügung, die z. B. über einen einfachen Stufenschalter anwählbar sind.

In diesem Fall ist es allerdings nicht immer möglich, daß sich die Verzögerungszeiten addieren, wenn mehrere Anschlüsse von D bis I mit R verbunden werden.

Beispiel:

Es sollen die Verzögerungszeiten 3 s, 6 s, 9 s, 12 s, 15 s und 18 s bei einer Netzfrequenz von 50 Hz realisiert werden.

Mit der Grundausführung des SAB 0529 wären dafür folgende Leitungsverbindungen herzustellen (z. B. über einen Codierschalter)

Zeitbereich 2, Grundzeit 3 s: A, B auf L-Potential, C auf H-Potential
3 s: D–R
6 s: E–R
9 s: D–E–R
12 s: F–R
15 s: D–F–R
18 s: E–F–R

Mit einer Maskenprogrammierung würden die notwendigen Verbindungen der Anschlüsse D bei I intern in der Matrix realisiert, so daß die Anwahl der Verzögerungszeiten mit einem einfachen Stufenschalter nach R erfolgen kann:

Zeitbereich 2, Grundzeit	3 s:	A, B auf L-Potential, C auf H-Potential
z. B.	3 s:	D – R
	6 s:	E – R
	9 s:	F – R
	12 s:	G – R
	15 s:	H – R
	18 s:	I – R

Das **Rückstellen** während des Zeitablaufs erfolgt durch Unterbrechen der Verbindung zu R oder durch Anlegen von High-Potential an R (in letzterem Fall ist ein Schutzwiderstand zwischen R und D...I erforderlich, da diese Anschlüsse nicht kurzschlußfest gegen U_S sind) oder durch Aus- und Einschalten von U_S.

Anwendungshinweis:

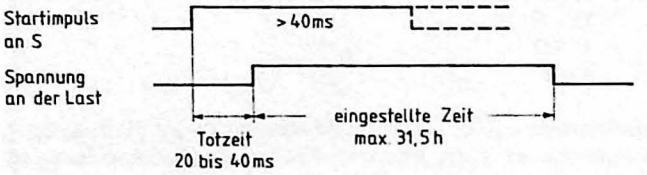
Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D...I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 ein geeigneter Kondensator zu schalten.

Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt". Es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0-Potential liegt.

Der SAB 0529 gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

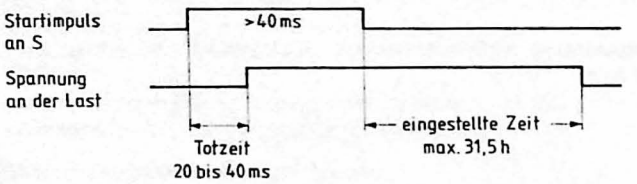
1. die **„Einschaltwischfunktion"** nach DIN 46120.

   Der an T angeschlossene Triac schaltet mit der steigenden Flanke am Starteingang S „ein" und nach Ablauf der eingestellten Zeit „aus", und zwar unabhängig von der Länge des Startimpulses.



2. die **„Rückfallverzögerung"** nach DIN 46120.

   Der Triac schaltet mit der steigenden Flanke an S „ein". Die fallende Flanke an S löst den Zeitablauf aus. Der Triac bleibt eingeschaltet, bis die eingestellte Zeit abgelaufen ist.



Der Starteingang S hat, bezüglich seiner positiven Schaltflanke, als Sicherheit gegen äußere Störungen und Schalterprellen eine **Totzeit** von 20 bis 40 ms, je nach Phasenlage des 50-Hz-Netzes.

Die beiden Funktionsarten sind während des Zeitablaufes **retriggerbar.**

Funktionsumschaltung:

FU	Funktionsart
L	Einschaltwischfunktion
H	Rückfallverzögerung

Triac-Stufe

Der Anschluß TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters. Er dient zum Synchronisieren des Ausgangs T (offener Kollektor) mit der Lastspannung oder dem Laststrom. Bei $U_S < 3$ V wird der Ausgangsstrom abgeschaltet.

Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion:

- zum Umschalten von TS auf Spannungssynchronisation
- zum Einstellen der Breite des Triac-Ansteuerimpulses (durch Anschließen eines Kondensators C_e an TC) bei Stromsynchronisation.

Durch verschiedenartiges Beschalten der Anschlüsse TC bzw. TS wird zwischen 3 Betriebsarten unterschieden:

Betriebsart 1:

TC an U_S: Der Ausgang T ist mit dem Nullschalter verbunden. T leitet, wenn $U_S - 1{,}3\text{ V} \leq U_{TS} \leq U_S + 1{,}3\text{ V}$.
Wird bei Spannungssynchronisierung verwendet; siehe Anwendungsschaltung 1 (Betrieb von ohmschen Lasten) und Impulsdiagramm.

Betriebsart 2:

TC über C_e an Q: Der Ausgang T ist über ein Monoflop mit dem Nullschalter verbunden. T gibt einen durch C_e bestimmten Triac-Ansteuerimpuls ab, wenn an TS $U_S - 1{,}3$ V unterschritten oder $U_S + 1{,}3$ V überschritten wird.
Wird bei Stromsynchronisierung verwendet; siehe Anwendungsschaltung 2 und Impulsdiagramm.

Betriebsart 3:

TC und TS an U_S: Der Ausgang T leitet nach erfolgtem Startimpuls.
Wird für beliebige Lasten bei Daueransteuerung des Triac verwendet (z. B. bei kleinen Leistungen), oder auch dann, wenn anstelle des Triac eine andere Last betrieben wird (s. Anwendungsschaltungen 3, 4, 5).

Betrieb mit Netzspannung:

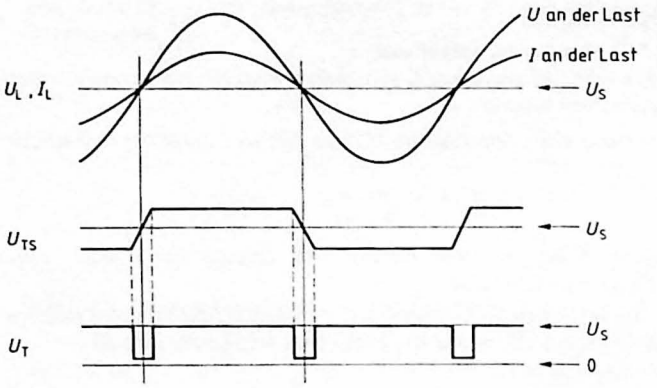
Zur Spannungsversorgung vom Netz dienen ein Vorwiderstand R_V und ein Ladekondensator C_L. Wird in Serie zu R_V eine Diode geschaltet (Anode an N), so halbiert sich die effektive Stromaufnahme. Als Vorwiderstand kann auch eine *RC*-Kombination verwendet werden (s. Anwendungsschaltung 6).

Betrieb mit Gleichspannung:

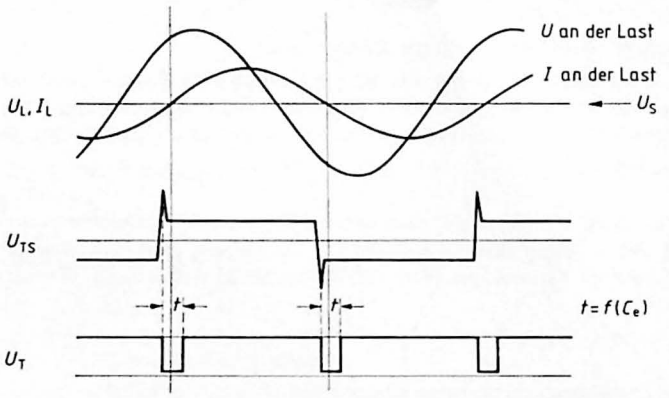
Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden (s. Anwendungsschaltung 4 und 5).

Impulsdiagramme zu den Triac-Betriebsarten 1 und 2:

Betriebsart 1
Spannungssynchronisierung bei ohmschen Lasten (TC an U_S)

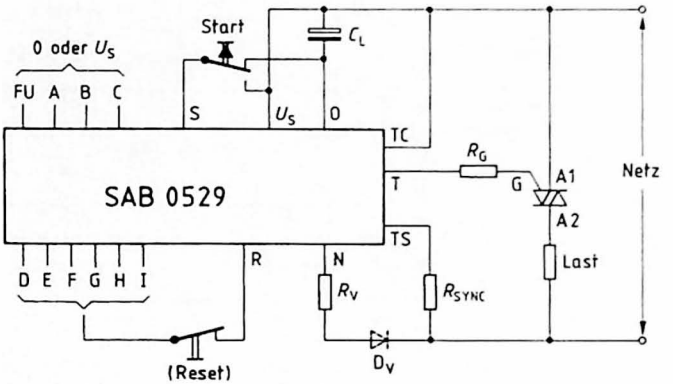


Betriebsart 2
Stromsynchronisierung bei nichtohmschen Lasten (Kapazität C_e an TC)

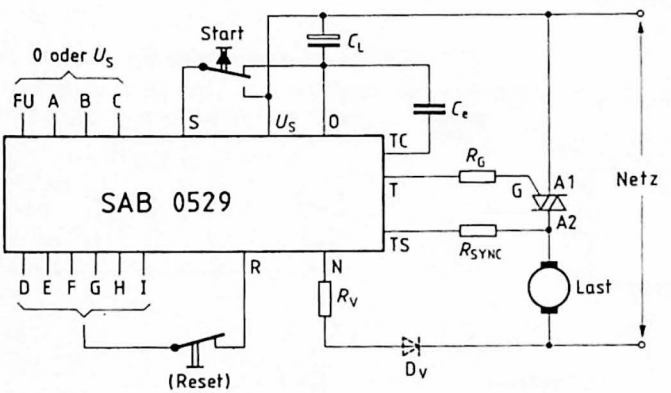


Anwendungsschaltungen

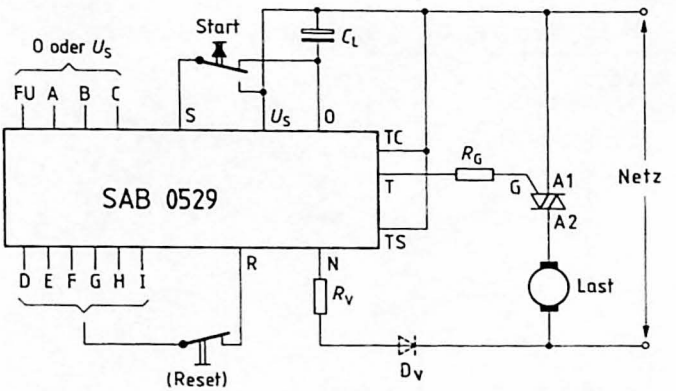
1. Betrieb von ohmschen Lasten



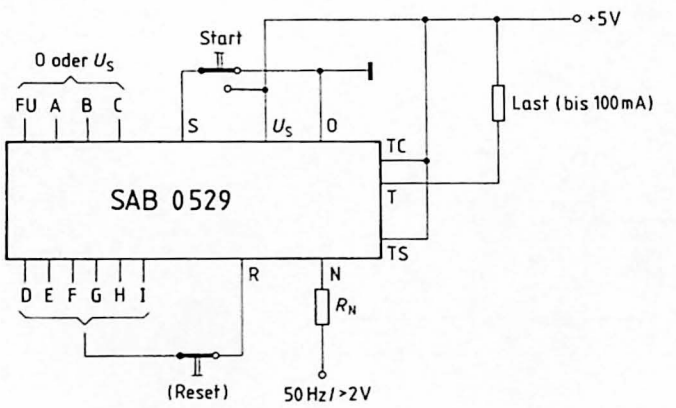
2. Betrieb von ohmschen, kapazitiven oder induktiven Lasten



3. Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung

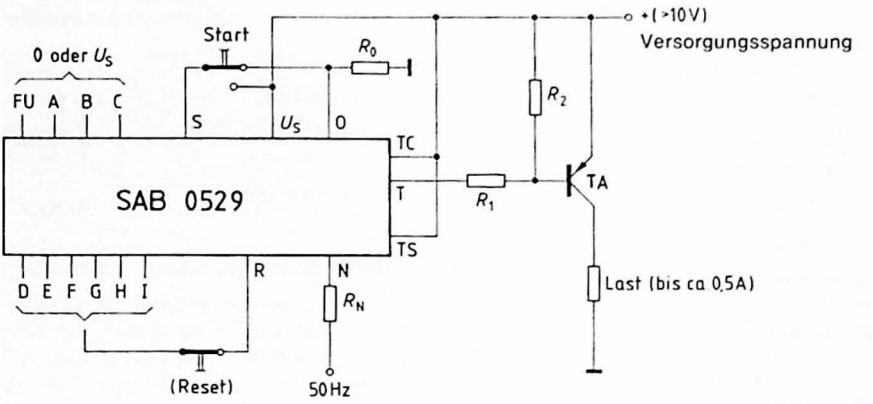


4. Betrieb mit 5-V-Gleichspannung



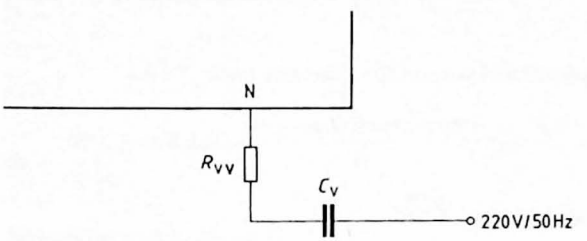
Hinweis: Die in den Anwendungsschaltungen 1 bis 3 enthaltene Diode D ist nicht unbedingt notwendig. Durch diese Diode kann aber die Verlustleistung an R_V halbiert werden.

5. Betrieb mit Gleichspannung > 10 V (Begrenzung nur durch T A)



6. Betrieb mit kapazitivem Vorwiderstand

Anstelle von R_V bzw. R_V und D bei den Anwendungsschaltungen 1 bis 3 kann auch eine Reihenschaltung von *R* und *C* benützt werden.



Hinweis: Die in den Anwendungsschaltungen 1 bis 5 enthaltene Reset-Taste ist nur bei Bedarf notwendig.

Dimensionierung der Anwendungsschaltungen

Die folgenden Formeln liefern Anhaltswerte für den Betrieb mit sinusförmigen Wechselspannungen von 50 Hz. Die Zündung des Triac erfolgt stets im 2. und 4. Quadranten (negativer Zündstrom).

$$\text{Zündimpulslänge } Z: Z = \frac{5 \cdot \text{Haltestrom}}{\text{effektiver Laststrom}} \text{ (ms); gilt für } Z \leq 1 \text{ ms}$$

$$R_G = \frac{U_S - U_{QTL}\text{-Zündspannung}}{\text{Zündstrom}}$$

$$R_V = \frac{0{,}5 \cdot \text{effektive Netzspannung} - U_S}{I_S + \text{gemittelter Zündstrom}} \text{ (mit oder ohne Diode D)}$$

$$\text{gemittelter Zündstrom} = \text{Zündstrom} \cdot \frac{Z}{10} \ (Z \text{ in ms})$$

Verlustleistung an R_V:

$$\text{(ohne Diode D)} = \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$\text{(mit Diode D)} = 0{,}5 \cdot \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$C_L = 20 \cdot \frac{\text{effektive Netzspannung}}{R_V} \ (\mu F, V, k\Omega)$$

(Restwechselspannung an $U_S \leq 0{,}5\ V_{SS}$)

Anmerkung zu C_L:

Sollen kurzzeitige Netzausfälle überbrückt werden, so ist C_L entsprechend größer zu wählen (ca. 1000 µF für ≤ 5 s Netzausfall).

Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisierung für ohmsche Last):

$$R_{SYNC} = \frac{0{,}22\ Z \cdot \text{eff. Netzspannung} - 1{,}3}{0{,}04} \geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4} \ (k\Omega, V, mA, ms)$$

Anmerkung zur Anwendungsschaltung 1:

In die Formel für die überschlägige Berechnung von R_{SYNC} wurde ein mittleres I_{TS} von 0,04 mA eingesetzt.

Da $I_{TS}+$ und $I_{TS}-$ Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten R_{SYNC} für die Impulslänge Z ebenfalls entsprechende Toleranzen.

Um den Einfluß dieser Toleranzen zu verringern, kann man zwischen U_S und TS einen Widerstand legen, der einen zu I_{TS} zu addierenden konstanten Strom von

$\frac{U_{TS}}{R}$ erzeugt. Zu beachten ist allerdings ein $TK = -4$ mV/K bei U_{TS}.

Anwendungsschaltung 2 (Stromsynchronisierung):

$C_e = 22 \cdot Z$ (nF, ms)

$$R_{SYNC} \geq \frac{\text{max. Durchlaßspannung} - 1{,}3}{I_{TSmin}}$$

$$R_{SYNC} \geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4}$$

} Der größe Wert gilt (kΩ, V, mA)

$$R_{SYNC} \leq \frac{\text{Triggerspannung} - 1{,}3}{I_{TSmax}} \quad \text{(kΩ, V, mA)}$$

Anmerkung zur Anwendungsschaltung 2:

Auch eine kleinere Impulslänge als das errechnete Z führt hier zur Zündung des Triacs, da sich der Zündimpuls automatisch so lange wiederholt, bis der Haltestrom erreicht ist. Eine Überdimensionierung von Z aus Sicherheitsgründen ist also nicht notwendig. Ein Nachteil von Mehrfachzündimpulsen ist allerdings ein etwas größeres Störspektrum beim Zündvorgang.

Das Störspektrum bzw. die erzeugte Störamplitude ist auch von der Größe der „Triggerspannung" abhängig, die zum Zünden des Triac nach jedem Stromnulldurchgang benötigt wird. Sie ist durch die Größe des R_{SYNC} festgelegt und sollte möglichst nicht größer als 20 V werden.

Anwendungsschaltung 3:

Dimensionierung von R_V, R_G und C_L wie zu Beginn dieses Abschnitts.

Anwendungsschaltung 4:

$R_N \approx 20 \cdot$ Wechselspannung (50 Hz) (kΩ, V_{eff})

Anwendungsschaltung 5:

R_N siehe oben. Die Wechselspannung für die Zeitbasis muß größer als (Versorgungsspannung −4,8 V) sein.

$$R_0 = \frac{\text{Versorgungsspannung} - 6{,}8\ \text{V}}{I_S + I_{R1}}$$

$$R_1 = \frac{6{,}8\ \text{V} - U_{QTL} - U_{B(TA)}}{I_{R1}}$$

$$R_2 = \frac{U_{B(TA)}}{I_{R2}}$$

$$I_{R1} = I_{B(TA)} + I_{R2}$$

$$I_{R2} \approx 0{,}05\ I_{B(TA)}$$

Anwendungsschaltung 6:

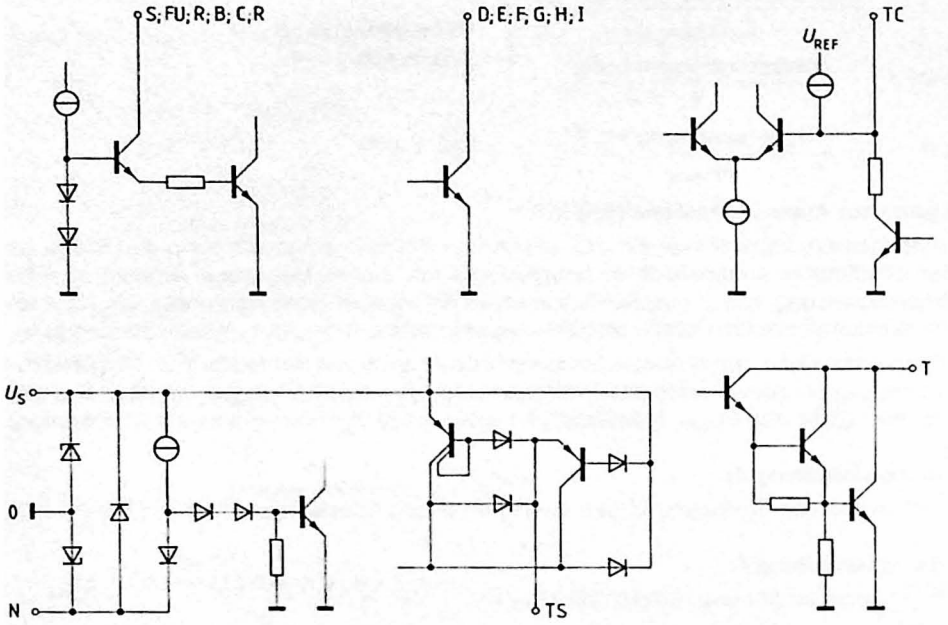
$$C_V = \frac{3{,}5}{R_V} \quad (\mu F, k\Omega)$$

$$R_{VV} = 0{,}2\ R_V$$

} gilt für 50 Hz

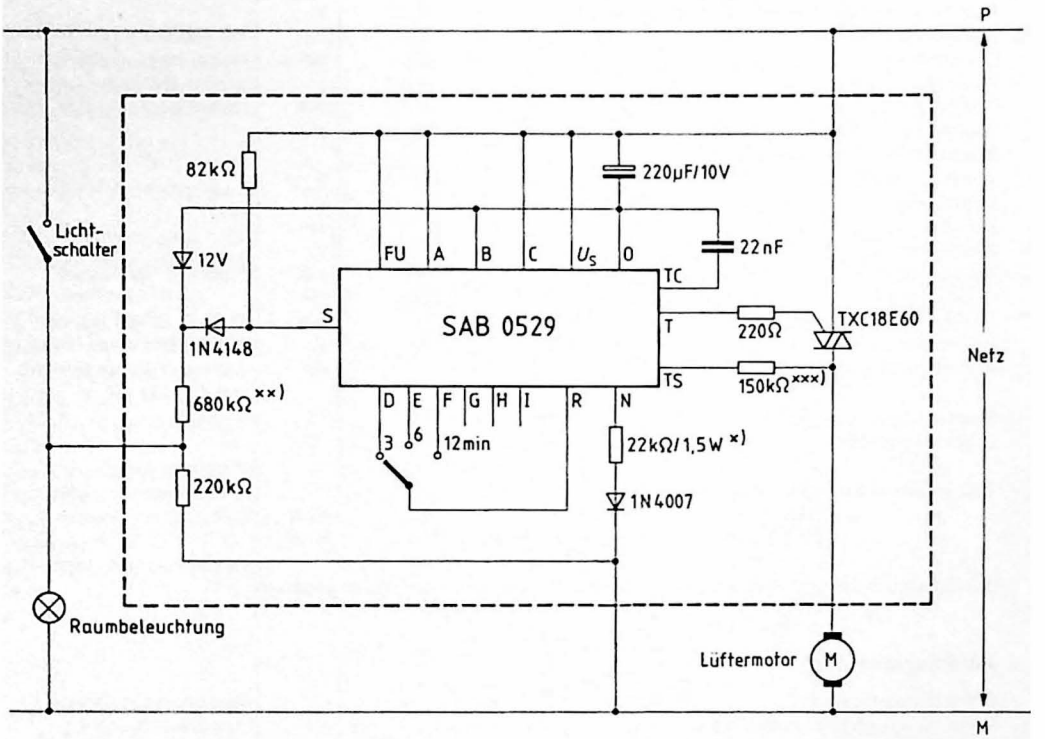
Zur Begrenzung des Einschaltstroms muß $R_{VV} \geq 0{,}2\ R_V$ sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

Innere Beschaltung der Ein- und Ausgänge und der Versorgungsanschlüsse



Anwendungsbeispiel

Zeitsteuerung für einen Lüftermoter, einstellbar auf 3,6 oder 12 Minuten Nachlaufzeit



*) für AC 220 V; 10 kΩ für AC 110 V;
**) für AC 220 V; 330 kΩ für AC 110 V;
***) für AC 220 V; 82 kΩ für AC 110 V;
} (hochspannungsfest)

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A		Anmerkungen
Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung	U_S	−0,3	5,5	V	
Spitzenstrom an N	I_{NS}	−35	35	mA	50-Hz-Betrieb,
Gleichstrom aus $N_{(eff)}$	$-I_{N\,eff}$		12,5	mA	dabei ist $U_S \leq 7{,}5$ V
Wechselstrom an N bei Stromeinprägung	$I_{N\,eff}$		25	mA	50-Hz-Betrieb, dabei ist $U_S \leq 7{,}5$ V
Spannung an S, FU, A, B, C, R	U	−0,3	7,5	V	
Spannung an N, bei Benutzung von N als Takteingang	U_{NT}	−0,3	U_S	V	
Spannung an TC	U_{TC}	−0,3	U_S	V	
Strom an TS	I_{TS}	−4	4	mA	
Spannung an T	U_T	−0,3	7,5	V	
Spitzenstrom in T	I_{TS}		150	mA	1 ms (10 ms Pause)
Dauerstrom in T	I_T		100	mA	
Strom in D, E, F, G, H, I	I		0,5	mA	D, E, F, G, H, I leitend
Spannung an D, E, F, G, H, I	U	−0,3	7,5	V	D,E,F,G,H,I nicht leitend
Kurzzeitspitzenstrom an N	I_{NS}	−350	350	mA	0,3 ms (100 ms Pause) mit $C_L > 40$ µF
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C	
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C	
Wärmewiderstand (System-Umgebung)					
SAB 0529	$R_{th\,SU}$		70	K/W	
SAB 0529 G	$R_{th\,SU}$		105	K/W	

Alle Spannungen beziehen sich auf Anschluß 0, wenn nicht anders angegeben.

Funktionsbereich

Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung Gleichstromeinprägung oder Wechselstromeinprägung an N**)	U_S	4,5	5,5	V	Spannung zwischen Anschluß 0 und U_S
Betriebsgleichstrom aus $N_{(eff)}$	$-I_N$	2,5*)	12,5	mA	s. Anwendungsschaltg.
Betriebswechselstrom an $N_{(eff)}$	$I_{N\,eff}$	5*)	25	mA	s. Anwendungsschaltg.
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	°C	

*) Nur Betriebsstrom für IC, also ohne Triac-Gatestrom. Der effektive Gatestrom fließt zusätzlich durch N. (Die IC kann mit Gleich- oder Wechselstrom betrieben werden; siehe auch Anwendungsschaltungen).

**) Die Spannung zwischen 0 und U_S liegt bei Wechselstromeinprägung zwischen 5,5 V und 7,0 V, bei Gleichstromeinprägung zwischen 6,0 V und 7,5 V. Die Funktion ist jedoch auch gewährleistet, wenn U_S auf 4,5 V absinkt (z. B. infolge Welligkeit an U_S bei Wechselstromspeisung).

Kenndaten

U_S = 4,5 V bis ≤ 5,5 V (7,5 V)*), T_U = 0 °C bis 70 °C

		Prüf-bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisestrom an U_S bzw. N	I_S	$I_S = -I_N$		1,4	2,5	mA
U_S bei Stromeinprägung an N:						
Wechselstromeinprägung	U_S	$I_{N\,eff}$ = 5 mA	5,5	6,2	7,0	V
Gleichstromprägung	U_S	$-I_N$ = 2,5 mA	6,0	6,8	7,5	V
Schaltschwelle an:						
A, B, C, S, FU, R	$U_{A\ldots}$		0,3	0,6	1	V
N (wenn N Takteingang ist)	U_N		0,6	1,2	2	V
TC	U_{TC}			3,5	4,5	V
TS (für Spannungen $> U_S$)	$U_{TS}+$			$U_S+1,3$		V
TS (für Spannungen $< U_S$)	$U_{TS}-$			$U_S-1,3$		V
L-Eingangsstrom an:						
A, B, C, S, FU, R	$-I_{IL}$	$U_{A\ldots}$ = 0 V			20	µA
N (wenn N Takteingang ist)	$-I_{INL}$	U_N = 0 V			40	µA
H-Eingangsstrom an:						
A, B, C, S, FU, R	I_{IH}	$U_{A\ldots} = U_S \leq 5,5$ V			20	µA
N (wenn N Takteingang ist)	I_{INH}	$U_N = U_S$			10	µA
TC	I_{ITCH}	4,5 V ≤ U_{TC} ≤ U_S			50	µA
pos. Umschaltstrom an TS	$I_{TS}+$	$U_{TS} = U_{TS}+$	27	45	81	µA
neg. Umschaltstrom an TS	$I_{TS}-$	$U_{TS} = U_{TS}-$	18	30	54	µA
L-Spannung an D, E, F, G, H, I	U_L	I_L = 0,5 mA			0,3	V
Sperrstrom an D, E, F, G, H, I	I_H				1	µA
L-Ausgangsspannung an T	U_{QTL}	I_T = 1 mA		1,5	1,8	V
		I_T = 10 mA		1,6	2	V
		I_T = 100 mA		1,8	2,3	V

*) bei Stromeinprägung an N

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummr	Gehäuse	Bild Nr.
SAJ 141	Q67100-N62	DIP 8	9

Der SAJ 141 ist ein Asynchronzähler in MOS-Depletion-Technik, der an drei Open-Drain-Ausgängen das Teilungsverhältnis 1000:1, 100:1 bzw. 10:1 der Eingangsfrequenz liefert. Gezählt werden die LH-Übergänge.

Der Baustein besitzt einen zweiten Eingang mit höheren Schaltschwellen für Anwendungen, bei denen hohe Störsicherheit gefordert wird.

Durch eine besondere Rücksetzvorrichtung wird erreicht, daß der erste LH-Übergang an den Ausgängen erst nach 10, 100 bzw. 1000 Eingangsimpulsen kommt.

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	−20	0,3	V
Eingangsspannung	U_I	−20	0,3	V
Ausgangsstrom	I_Q	−15	0	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb (Bereich 1)	T_U	−25	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		135	K/W

Statische Kenndaten
$T_U = 25$ °C

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}		−16		−4,75	V
Speisestrom	I_{DD}	gilt auch für	−6	−3		mA
H-Eingangsspannung	U_{IH1}	den Rücksetz-	−1,2		0,3	V
L-Eingangsspannung	U_{IL1}	eingang	−16		−4,5	V
H-Eingangsspannung	U_{IH2}		−2,5		0,3	V
L-Eingangsspannung	U_{IL2}		−16		−8	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$R_Q = 10$ kΩ	−2			V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$R_Q = 10$ kΩ			U_{DD}+0,3	V
H-Eingangswiderstand	R_{IH}		10			MΩ
L-Eingangswiderstand	R_{IL}		10			MΩ
Zulässiger Ausgangsstrom	I_Q		−10			mA

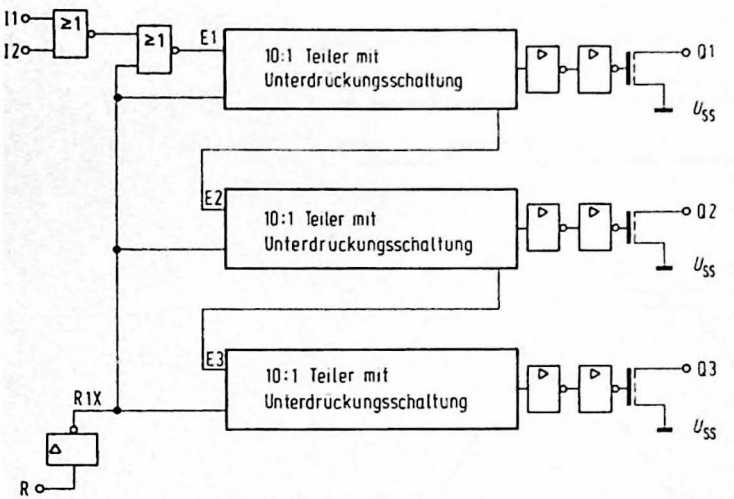
Dynamische Kenndaten

Eingangsfrequenz	f_I	0		1	MHz
Impulsbreite	t_{WLI}	450		∞	ns
Impulspause	t_{WHI}	450		∞	ns
HL-Übergangszeit	t_{THLI}			0,3	ms
LH-Übergangszeit	t_{TLHI}			0,3	ms

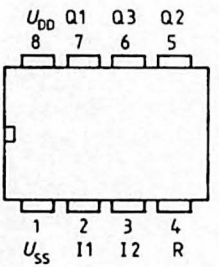
Bei $f = 1$ MHz-Teilung 10:1

Impulsbreite	t_{WHQ}	2			µs
Verzögerungszeit	t_{DLH}	$C_Q = 10$ pF		0,8	2	µs
HL-Übergangszeit	t_{THLQ}	$R_Q = 10$ kΩ			3	µs
LH-Übergangszeit	t_{TLHQ}			0,4	1	µs

Blockschaltbild

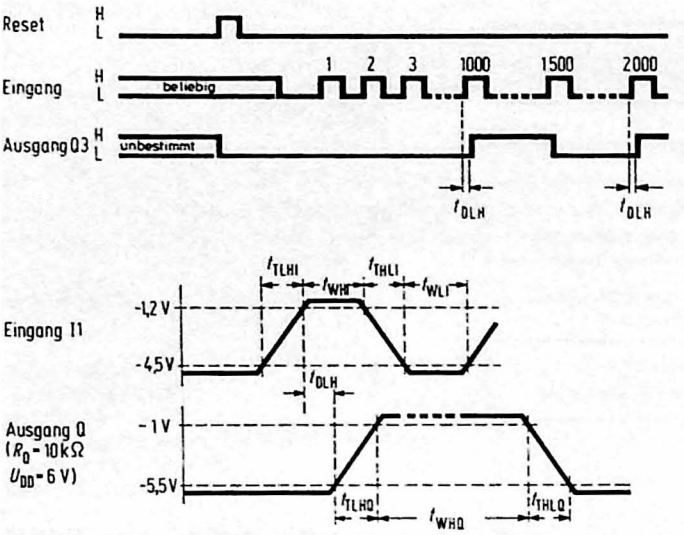


Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



I = Eingänge
Q = Ausgänge
R = Rückstelleingang

Impulsdiagramme



Die Eingänge I 1 und I 2 sind durch ein Gatter miteinander verknüpft.

Eingang	Pegel	Funktion
I 1	L	I 2 gesperrt
I 1	H	LH-Übergänge an I 2 werden gezählt
I 2	L	I 1 gesperrt
I 2	H	LH-Übergänge an I 1 werden gezählt

Tongeberschaltungen

Dreiklang-Gong
Einton-Gong
Zweiton-Gong

SAB 0600
SAB 0601
SAB 0602

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SAB 0600	Q67000-H1948	DIP 8	9
SAB 0601	Q67000-H2312		
SAB 0602	Q67000-H2313		

Dreiklang-Gong SAB 0600

Der Baustein erzeugt die Tonfolge eines 3-Klang-Gongs. Das Klangbild entsteht durch drei harmonische aufeinander abgestimmte Frequenzen. Sie werden nacheinander auf einen Summenpunkt geschaltet und klingen in ihren Amplituden einzeln ab.

Durch äußere *RC*-Beschaltung (R_1, C_1 und C_2) erfolgt die Einstellung der Klangfarbe. Ein Lautsprecher von 8 Ω kann über 100 µF direkt angesteuert werden.

Eine geeignete Gestaltung des Lautsprechergehäuses (Röhren- oder Trichterform) erhöht zusätzlich die Lautstärke und Tonqualität und erbringt ein angenehmes, melodiöses Klangbild.

- Wohltönender Sound
- Kleiner Schaltungsaufwand
- Integrierte Endstufe für 8-Ω-Lautsprecher
- Im Standby Stromaufnahme <1 µA

Einton-Gong SAB 0601 und Zweiton-Gong SAB 0602

Durch Unterdrücken der beiden letzten Töne bzw. des letzten Tones der 3-Tonfolge sind aus dem SAB 0600 die beiden Varianten SAB 0601 bzw. SAB 0602 entstanden. Es gelten sinngemäß die gleichen Daten wie für den SAB 0600.

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	−0,5	11	V
Eingangsspannung an E	U_E	−0,5	U_S	V
neg. Eingangsstrom an E	$-I_E$		2	mA
Lastwiderstand an Q	R_L	7		Ω
Stromaufnahme bei (siehe Meßschaltung)				
Beginn der Tonfolge	I_{SM}		90	mA
Ende der Tonfolge	I_{SO}		35	mA
Oszillatorfrequenz an C (aus Verlustleistungsgründen)	f_{OSZ}	6		kHz
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	7	11	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0	70	°C
Oszillatorfrequenz an C	f_{OSZ}	6	100	kHz

Kenndaten

$U_S = 7$ V bis 10 V; $T_U = 25$ °C

		min	typ	max	
Ruhestromaufnahme	I_0		< 1	10	µA
Stromaufnahme bei offenem Ausgang	I_{SO}		20	35	mA
Max. Ausgangsleistung an 8 Ω (Ton 3)	P_Q		0,16		W
Max. Ausgangsspannung an Q bei Ton 3	$U_{Q\,ss}$		2,8	4,0	V
Abweichung der max. Einzelamplituden bezogen auf Ton 3	ΔU_{QM}		± 5		%
Frequenzänderung des Grundoszillators bei R_1, C_1 = konst.	Δf_o		± 5		%
Auslösespannung an E	U_E	1,5		U_S	V
Eingangsstrom an E (U_E = 6 V)	I_E	500	700		µA
Störspannungsimmunität an E	$U_{EN\,ss}$		0,3		V
Auslöseverzögerung bei f_o = 13,2 kHz (t_d ändert sich umgekehrt proportional zu f_o)	t_d	2		5	ms
Min. ext. Oszillatorladewiderstand	R_1		10		kΩ
Max. ext. Oszillatorladewiderstand	R_1		100		kΩ

Meßschaltung

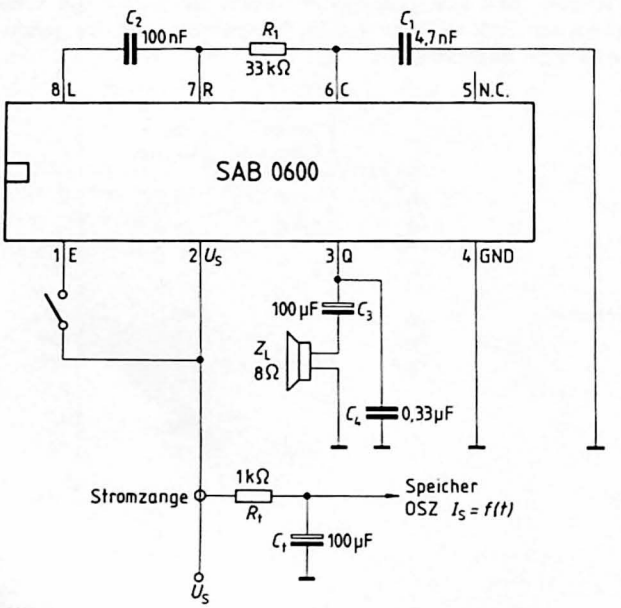


Bild 1

Integrale Stromaufnahme in der Meßschaltung

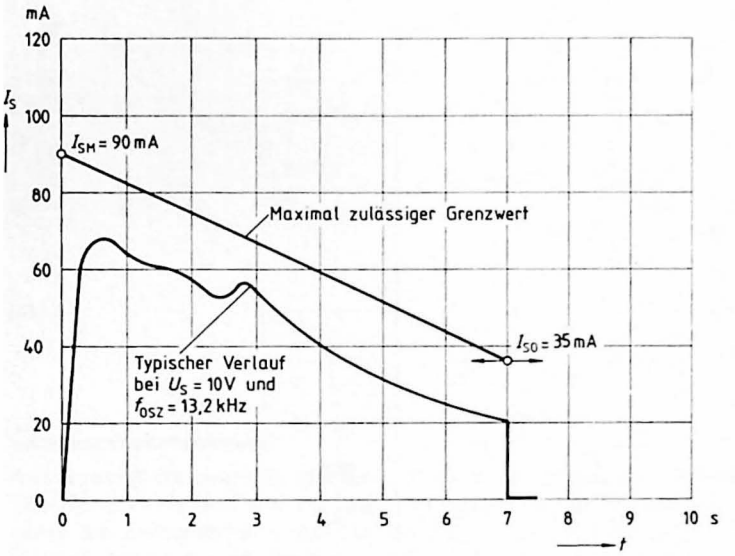


Bild 2

Blockschaltbild

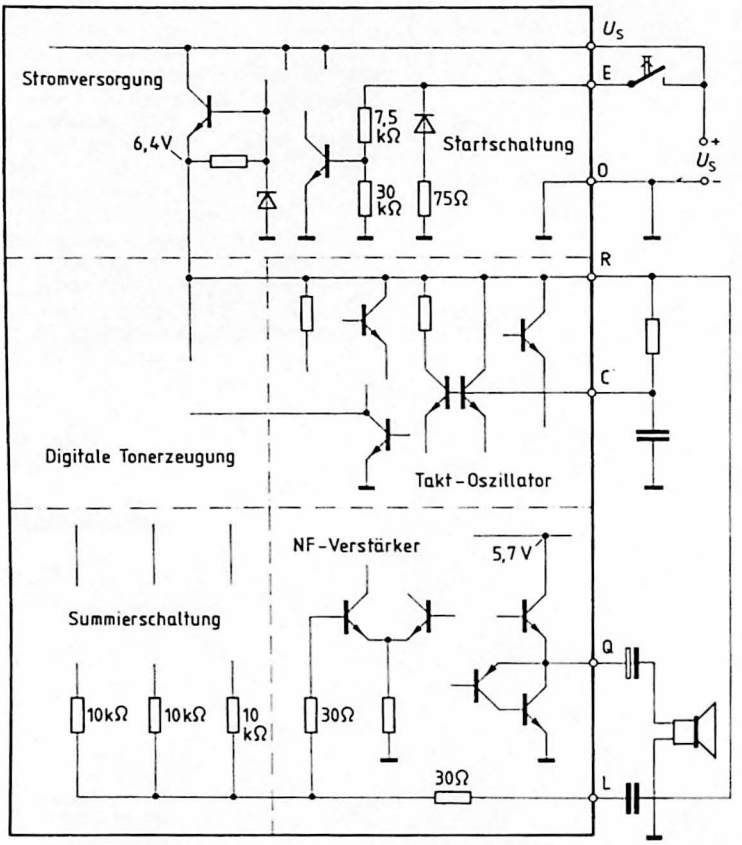


Bild 3

Anwendungsgrundschaltung

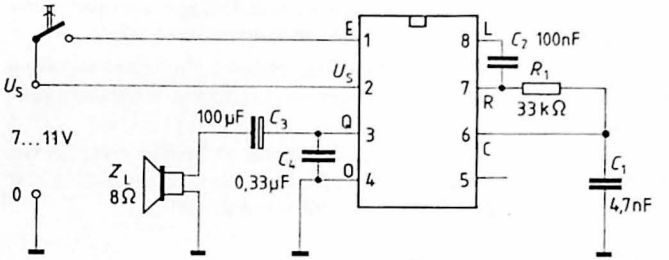


Bild 4

Funktionsbeschreibung

Aus einem Mutteroszillator, der auf 13,2 kHz schwingt, werden durch Teilung die 3 Frequenzen 660 Hz, 550 Hz und 440 Hz abgeleitet. Eine der drei Frequenzen wird weiter geteilt und damit die Zeitbasis für den Abklingvorgang gewonnen. Je ein 4-bit-D/A-Wandler pro Ton erzeugt daraus die Abklingspannung, mit der die 3 Töne nacheinander eingeschaltet und einander überlappend wieder abgeschwächt werden. Die Grundfrequenz wird durch ein äußeres *RC*-Glied (Anschlüsse R, C) bestimmt.

Der Ausgang kann einen Lautsprecher mit 8 Ω über 100 µF mit ca. 0,16 W treiben. Die Ausgangsspannung ist rechteckförmig. Zur wahlweisen Erzielung eines wohltönenden Klanges kann der Oberwellengehalt der Ausgangsspannung durch Beschaltung mit einem Kondensator am Anschluß L verringert werden. Mit einem Potentiometer ist hier auch eine Lautstärkeregelung möglich.

Die Schaltung nimmt nur im aktiven Zustand Strom auf und schaltet sich nach Abklingen der Tonfolge selbsttätig aus. Der Start erfolgt durch kurzzeitiges Anschalten einer Spannung von 1,5 V bis U_S an den Auslöseeingang E (Anschluß 1). Liegt die Auslösespannung nach Ablauf der Tonfolge noch oder erneut an, so wiederholt sich der Dreiklang ein weiteres Mal.

Die Auslösung der Tonfolge ist verhindert, wenn eine Auslösespannung an E kürzer als ca. 2 ms anliegt (Störschutz). Um Fehlauslösungen durch Störeinstreuung auf insbesondere längeren Leitungen zum Eingang sicher auszuschließen, sollten die Störspitzen auf 0,3 V am IC-Eingang begrenzt werden. Hierzu kann die Steuerleistung (vor einem evtl. Vorwiderstand) mit einem Kondensator nach Masse beschaltet werden.

Anwendung für Gleich- und Wechselstromansteuerung (Bild 5)

Der Eingang kann auch alternativ mit Gleich- und Wechselstrom getriggert werden. Eine interne Diodenschaltung schließt hierbei den Eingang für negative Halbwellen kurz.

Der Scheitelwert der positiven Halbwelle addiert sich zur Batteriespannung. Ein Vorwiderstand muß in die Triggerleitung geschaltet werden, um die Spannung am Eingang E (Anschluß 1) auf max. U_S zu begrenzen.

Der minimale Eingangsstrom am Anschluß E des SAB 0600 (Anschluß 1) beträgt 500 µA bei 6 V. Wenn am Vorwiderstand R_3 (Bild 5) bei 500 µA mindestens der Scheitelwert der Wechselspannung zwischen A und B ($\hat{U}_{AB}$ ~) abfällt, ist die IC nicht gefährdet.

Die Formel $$R_{3\,min.} = \frac{\hat{U}_{AB\,max.}}{500\ \mu A}$$

ergibt dazu den unteren Grenzwert von R_3.

Der obere Grenzert von R_3 bestimmt sich nach der geringsten Auslösespannung zwischen A und 0 (Anschluß 4). In der Applikation nach Bild 5 ist dies die Batteriespannung, wenn das Gerät auch unabhängig von der Klingelanlage einsetzbar sein soll (Triggerung durch Kurzschluß von A und B).

Der SAB 0600 benötigt für eine zuverlässige Auslösung einen Strom von mindestens 50 µA bei ca. 1,5 V an Anschluß E. Bei diesem Strom dürfen daher an R_3 maximal $U_S - 1{,}5$ V abfallen.

Die Formel $$R_{3\,max.} = \frac{U_{S\,min.} - 1{,}5\ V}{50\ \mu A}$$

ergibt den oberen Grenzwert von R_3.

Berechnungsbeispiel für Schaltung nach Bild 5

max. $U_{AB\,eff.} = 25$ V max. $\hat{U}_{AB} = 25\ V \cdot \sqrt{2} = 35{,}4$ V.

$$R_{3\,min.} = \frac{35{,}4\ V}{500\ \mu A} = 70{,}8\ k\Omega$$

min. $U_S = 6$ V

(Der Funktionsbereich des SAB 0600 kann bei einzelnen Exemplaren bis 6 V reichen).

$$R_{3\,max.} = \frac{6\ V - 1{,}5}{50\ \mu A} = 90\ k\Omega$$

Für R_3 eignet sich in diesem Beispiel ein Wert von 82 kΩ ± 10%.

Applikationsschaltung für den Einsatz in Hausklingelanlagen für Gleich- und Wechselstromansteuerung; Klang und Lautstärke einstellbar.

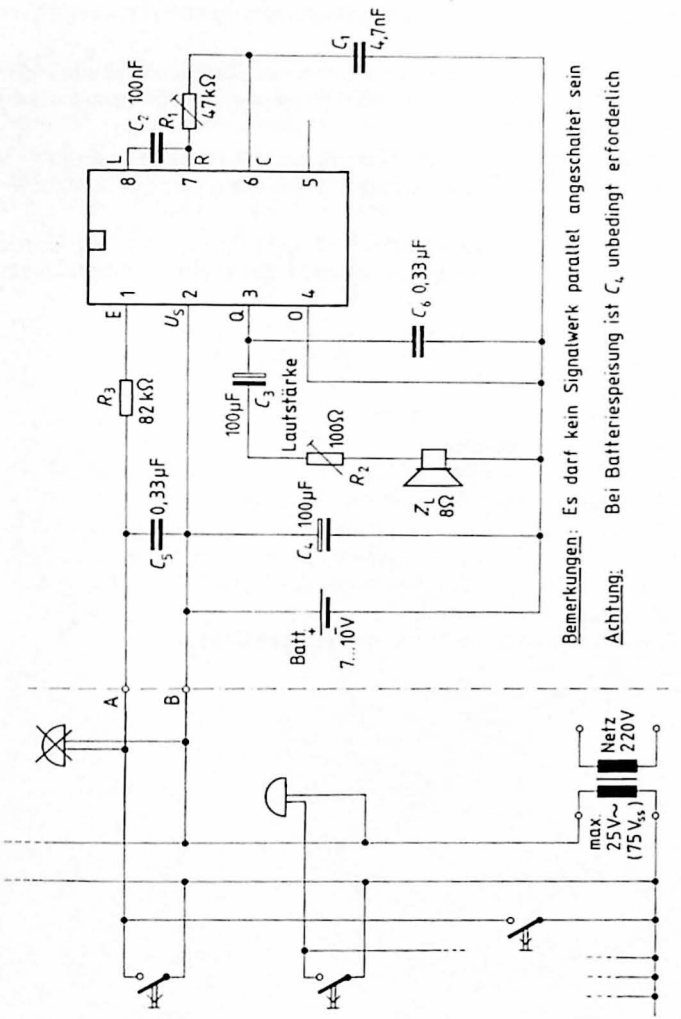


Bild 5

Hinweis zum Platinenlayout: Wegen der hohen Spitzenströme an U_S, Q und 0 (Masse) und um HF-Schwingungen zu vermeiden, ist auf eine flächige bzw. sternförmige Leitungsführung zu achten. Sternpunkte sind die Anschlüsse des Kondensators C_4.

Weitere Anmerkungen zur Schaltung nach Bild 5

Da eine ohmsche Verbindung zwischen A und B zur Auslösung des Gongs führt, darf kein Signalwerk parallel zum Gong geschaltet werden. Eine Parallelschaltung mehrerer Gongs ist dagegen unproblematisch.

Bei älteren Batterien kommt es wegen höherem Innenwiderstand der Batterie zu Spannungseinbrüchen, die sich als Verzerrung bemerkmar machen. C_4 dient als Pufferelement und verlängert damit die Nutzungsdauer der Batterie.

Die Auslöseleitung zum Anschluß A wirkt im offenen Zustand als Antenne für Störimpulse, die den Gong ungewollt starten können. Mit C_5 werden solche Störungen weitgehend abgeblockt.

Besteht Verpolungsgefahr beim Batteriewechsel, sollte ein Schutz durch eine Diode in der Batterieleitung vorgesehen werden. Für die Auswahl der Bauteile gilt folgende Empfehlung:

Kondensatoren:

C_1: 4,7 nF/≥ 10 V, ± 5%; z. B. MKT
C_2: 100 nF/≥ 10 V, ± 20%; z. B. MKT
C_3: 100 µF/≥ 6,3 V, ± 100/—10%; z. B. Alu-Elko
C_4: 100 µF/≥ 10 V, +100/—10%; z. B. Alu-Elko
C_5, C_6: 330 nF/≥ 50 V, +100/—20%; z. B. Keramik

Widerstände:

R_3: 82 kΩ/0,1 W, ± 10% Kohleschichtwiderstand
R_1: Bei Ausführung als Festwiderstand 0,1 W, ± 5%, Metallfilmwiderstand.

Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SAE 0700	Q67000-A2445	DIP 8	9

Allgemeines

Der Signalton-Generator SAE 0700 erzeugt zwei Tonfrequenzen im Verhältnis von ca. 1,4 : 1, die periodisch aufeinander folgen. Die Tonfrequenzhöhe kann über einen externen Widerstand im Bereich von 100 Hz bis 15 kHz variiert werden. Die Umschaltfrequenz von 0,5 Hz bis 50 Hz wird durch einen externen Kondensator bestimmt. Der SAE 0700 kann entweder einen Lautsprecher oder einen Piezo-Keramik-Wandler treiben. Die Spannungsversorgung des SAE 0700 kann auf 2 Arten geschehen:

1. Effektive Wechselspannung ab 10 V
2. Gleichspannung von 9 V bis 25 V

Der SAE 0700 gibt die Tonfolge solange ab, wie die Versorgungsspannung anliegt. Die Tonfolge startet nach dem Anlegen der Versorgunggsspannung mit dem höheren Ton.

Besondere Merkmale:

- Durch integrierten Brückengleichrichter direkte Wechselspannungsspeisung möglich
- Integrierter Überspannungsschutz durch Z-Diode ca. 28 V
- Verpolschutz bei Gleichspannungsbetrieb über den Brückengleichrichter
- Geringe Außenbeschaltung (minimal 1 Widerstand und 1 Kondensator)

Blockschaltbild (mit Außenbeschaltung bei Gleichspannungsversorgung)

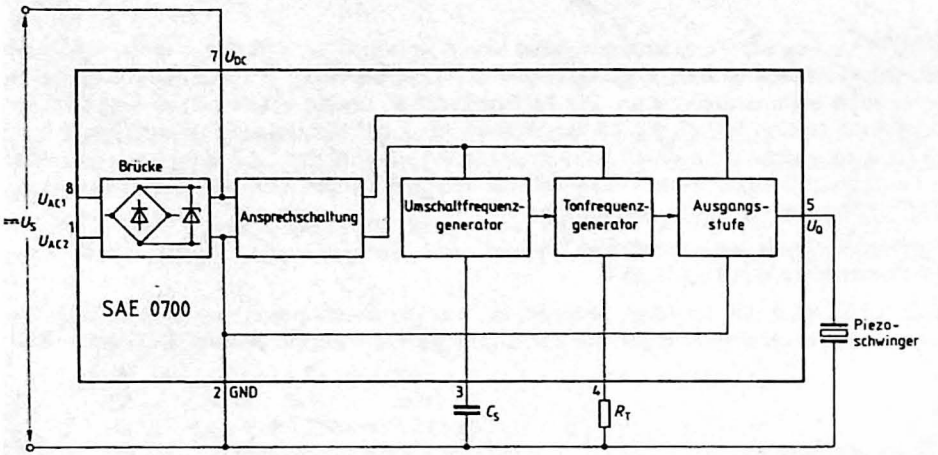


Bild 1

Anschlußbelegung

Anschl.-Nr.	Symbol	Funktion
1	U_{AC2}	Wechselspannungs-Versorgung
2	GND	Masse
3	C_S	Anschluß für Kondensator C_S
4	R_T	Anschluß für Widerstand R_T
5	Q	Ausgang
6	N.C.	Nicht belegt
7	U_{DC}	Gleichspannungsversorgung
8	U_{AC1}	Wechselspannungs-Versorgung

Funktionsbeschreibung

Der Signalton-Generator SAE 0700 (siehe Blockschaltbild **Bild 1**) besteht aus folgenden Funktionsblöcken:

- Brücke (zur Spannungsversorgung) und Überspannungsschutz
- Ansprechschaltung
- Umschaltfrequenz-Generator
- Tonfrequenz-Generator
- Ausgangsstufe

Brücke: Sie ermöglicht eine direkte Speisung durch eine Wechselspannung oder durch eine Gleichspannung (polungsunabhängig). Wahlweise ist auch eine Gleichspannungsversorgung ohne vorgeschaltete Brücke über die Anschlüsse U_{DC} und Masse GND möglich.

Bei Spannungsversorgung über die Brücke ist die Eingangsspannung U_{81} so zu dimensionieren, daß am Anschluß U_{DC} mindestens 9 V anstehen (auch bei Ausgangsbelastung). Ferner ist zu berücksichtigen, daß bei Spannungsversorgung über die Brücke der max. Ausgangsstrom auf 50 mA zu begrenzen ist.

Das Ansprechen des SAE 0700 bei Störspitzen auf der Wechselspannungsleitung wird durch einen eingebauten Anfangswiderstand R_{INI} vermieden. R_{INI} sorgt im spannungslosen Zustand für das Entladen des Speicherkondensators von U_{DC} nach Masse.

Die der Brücke nachgeschaltete Z-Diode dient als Überspannungsschutz. Mit der in **Bild 2** gezeigten Brückenbeschaltung ist der SAE 0700 gegen Beschädigung durch folgende Spannungswerte geschützt:

- Überspannungen nach VDE 0433 (2 kV – 10/700 µs) und
- Wechselspannungen bis 220 V/50 Hz über eine Zeitdauer von 30 Sekunden

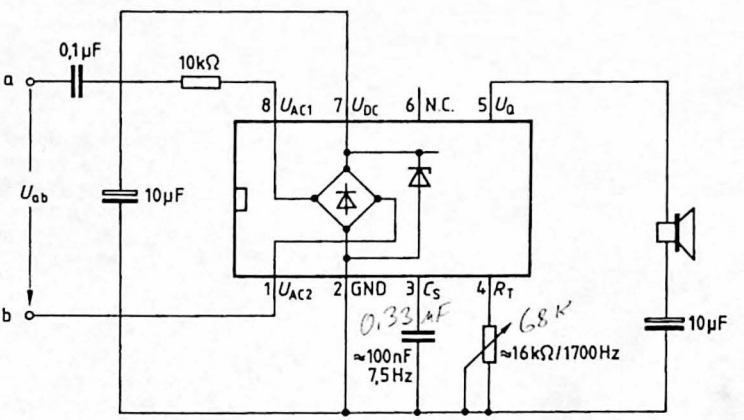


Bild 2

Ansprechschaltung: Mit einer Schwellenspannung von typ. 8,6 V sorgt sie dafür, daß Störimpulse den SAE 0700 nicht aktivieren.

Umschaltfrequenz-Generator: Er schaltet periodisch zwischen den beiden vom Tonfrequenz-Generator erzeugten Frequenzen hin und her. Durch Beschalten mit einem Kondensator C_S wird die Umschaltfrequenz f_S nach folgender Formel berechnet:

$$f_S\,[\mathrm{Hz}] = \frac{750}{C\,[\mathrm{nF}]} \pm 25\% \quad \text{(gültig von 0,5 Hz bis 50 Hz)}$$

Tonfrequenz-Generator: Er erzeugt eine Rechteckspannung mit den zwei Tonfrequenzen f_{T1} und f_{T2}. Die Grundfrequenz f_{T1} und zweite Tonfrequenz f_{T2} werden nach folgenden Formeln berechnet:

$$f_{T1}\,[\mathrm{Hz}] = \frac{2{,}72 \times 10^4}{R\,[\mathrm{k\Omega}]} \pm 25\% \quad \text{(gültig von 0,1...15 kHz)}$$

$$f_{T2}\,[\mathrm{Hz}] = f_{T1} \times (0{,}725 \pm 5\%)$$

Der Tonfrequenz-Generator ist gegen Temperatur-Schwankungen weitgehend kompensiert.

Ausgangsstufe: Sie verstärkt die erzeugte Tonspannung, um einen Piezo-Keramik-Wandler direkt, oder einen Lautsprecher ggfs. über Vorwiderstand anzusteuern.

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Spannung an Pin 7	U_{DC}	−0,5	26	V
Spannung an Pin 3	U_{32}	−0,5	5,5	V
Spannung an Pin 4	U_{42}	−0,5	7	V
Ausgangsspannung an Pin 5	U_Q	−0,5	U_{DC} +0,5	V
Wechselspannung an Pin 8 und 1 (Scheitelwert)	U_{AC}		28	V
Eingangsstrom der Brücke	I_{81}	−50	50	mA
Eingangswechselstrom der Brücke	$I_{81\,eff}$		25	mA
Ausgangsstrom (50 µs, Tastverhältnis 1:10)	I_Q	−100	100	mA
Ausgangsstrom	$I_{Q\,eff}$		50	mA
Gesamtverlustleistung (T_U = 25 °C)	P_{tot}		0,8	W
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_s	−40	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DC}	9	25	V
Tonfrequenz	f_{T1}	0,1	15	kHz
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25	85	°C

Kenndaten

T_U = −25 °C bis 85 °C

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme	I_{DC}	U_{DC} = 9 V bis 25 V ohne Last		1,5	1,8	mA
Schaltschwelle	$U_{DC\,EIN/AUS}$		8	8,6	9	V
Anfangswiderstand	R_{INI}	s. Kennlinie Bild 3	3,5	4,7	6	kΩ
Ausgangs-Spannungshub	U_Q	I_Q = ± 10 mA	U_{DC}−3,7	U_{DC}−3		V
Tonfrequenz	f_{T1}	U_{DC} = 15 V, U_{32} = 0 V R_T = 16 kΩ	1,275	1,700	2,215	kHz
Umschaltfrequenz	f_S	U_{DC} = 15 V, C_S = 100 nF	5,6	7,5	9,4	Hz
Tonfrequenz-verhältnis	f_{T1}/f_{T2}		1,31	1,38	1,45	
Temperatur-koeffizient der Tonfrequenzen	TK_f			8×10^{-4}		K^{-1}

Kennlinien

Abhängigkeit der Stromaufnahme von der Speisespannung U_{DC} ohne Ausgangsbelastung

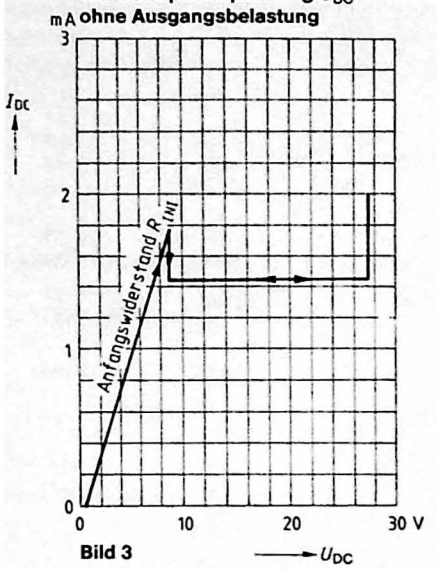


Bild 3

Abhängigkeit der Tonfrequenzen f_{T1} und f_{T2} vom Widerstand R_T

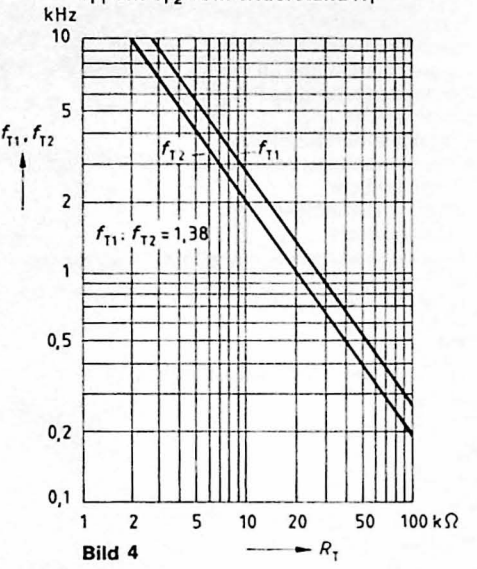


Bild 4

Abhängigkeit der Umschaltfrequenz f_S von der Kapazität C_S

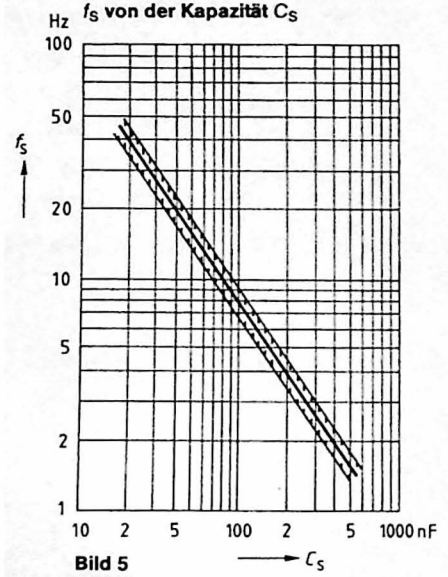


Bild 5

Fernsteuerungen

Fernsteuerungen – Typenübersicht

Typ	Bestellnummer	
SAB 3210*)	Q67100-Y396	Infrarot-Fernsteuersystem-Sender
SAB 4209	Q67100-Y460	Infrarot-Fernsteuersystem-Empfänger (4 Analogfunktionen)
SDA 2008*)	Q67100-Y503	Infrarot-Fernbedienungssystem-Sender
SDA 2114 P*)	Q6700-A1859	Infrarot-Diodentreiber mit Einschalttransistor für PMOS-Ansteuerung
SDA 2208	Q67000-A2201	Fernsteuer-Sendebaustein mit IR-Diodentreiber
SDA 3205*)	Q67100-Y578	Infrarot-Fernsteuersystem-Empfänger
SDA 3206	Q67100-Y577	Infrarot-Fernsteuersystem-Sender

*) **Hinweis**

Die techn. Daten zu diesen Bausteinen entnehmen Sie bitte unserem Datenbuch „Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik", Ausgabe 1983/84.

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SAB 4209	Q 67100-Y460	DIP18	14

Der in MOS-Depletion-Technik entwickelte Empfängerbaustein SAB 4209 wertet die vom Sender SDA 3206 bzw. SDA 2208 kommenden IR-Signale aus. Über eine extern zugängliche Serienschnittstelle gelangen die Befehle an den Programmspeicher und an den Analogspeicher. Mit dem SAB 4209 können 16 Programme und vier Analogfunktionen angesteuert werden. Außerdem enthält der Baustein noch eine Tastaturschaltung und einen Ein- bzw. Ausgang für die „EIN/AUS"-Funktion.

Besondere Eigenschaften

- An der Serienschnittstelle (I-BUS) stehen neben den Befehlen für den SAB 4209 noch zusätzlich 30 weitere Befehle, z.B. für Teletext, zur Verfügung.
- Über die Serienschnittstelle können auch Befehle direkt in den SAB 4209 eingegeben werden, wobei diese Befehle absoluten Vorrang gegenüber den IR-Signalen des Senders haben.
- Die Programmausgänge sind kurzschlußfest und extern setzbar.
- Der SAB 4209 kann sowohl mit dem eingebauten Oszillator als auch mit einem Fremdtakt betrieben werden.

Grenzdaten
(bezogen auf $U_{DD} = 0$ V)

Speisespannung	U_{SS}	−0,3 bis 18	V
Eingangsspannung	U_I	U_{SS}−18 bis U_{SS} +0,3	V
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	500	mW
Verlustleistung je Ausgang	P_q	100	mW
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−40 bis 125	°C

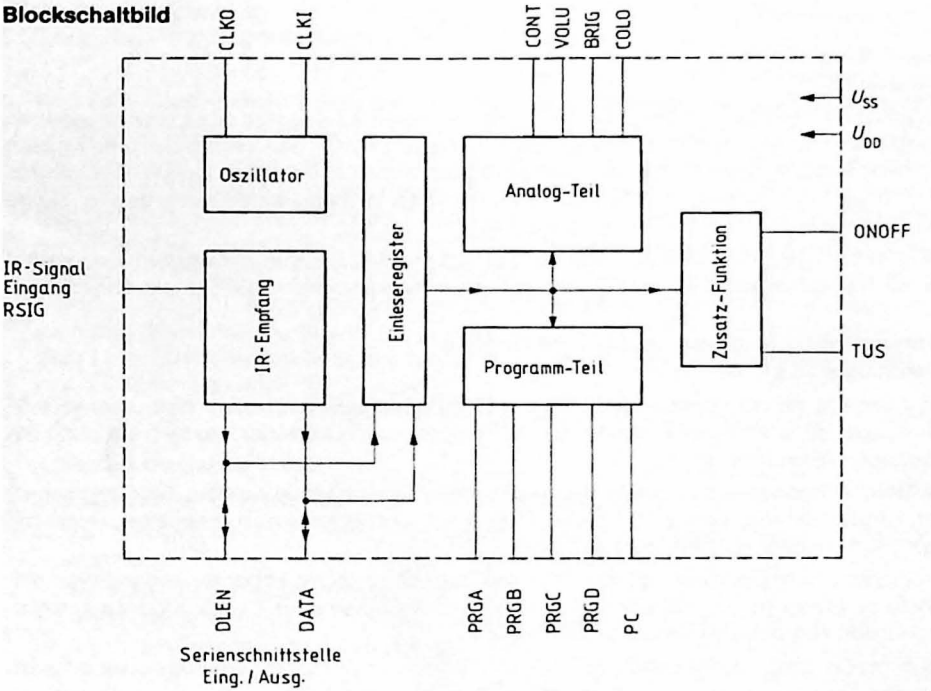
Funktionsbereich
(bezogen auf $U_{DD} = 0$ V)

Speisespannung	U_{SS}	11 bis 16	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C

Kenndaten (bezogen auf $U_{DD} = 0$ V, $T_U = 0$ °C bis 70 °C)		min	typ	max	
Stromaufnahme (Ausgänge unbeschaltet)	I_{DD}		5	10	mA
Eingänge Takteingang CLKI					
L-Eingangsspannung	U_{iL}	0		$U_{SS}-7$	V
H-Eingangsspannung	U_{iH}	$U_{SS}-1$			V
Eingangsstrom	I_i			U_{SS} 15	µA
Übergangszeiten	t_{THL}, t_{TLH}			4	µs
Frequenz	f	20	60	70	kHz
Fernsteuersignaleingang RSIG					
Eingangswechselspannung	U_{iH}	$U_{SS}-1$		U_{SS}	V
	U_{iL}	0		$U_{SS}-3{,}5$	V
Eingangswiderstand	R_i	0,2			MΩ
Serienschnittstellen-Eingänge DLE und DATA					
L-Eingangsspannung	U_{iL}	0		$U_{SS}-7$	V
H-Eingangsspannung	U_{iH}	$U_{SS}-1$		U_{SS}	V
H-Eingangsstrom ($U_i = U_{SS}$) (interner pull-low-Widerstand)	I_{iH}			2	mA
Verzögerungszeit + Übergangszeit	$(t_D + t_T)_{HL}$			1	µs
	$(t_D + t_T)_{LH}$			1	µs
Programm-Fortschalteingang PC					
H-Eingangsspannung	U_{iH}	$U_{SS}-1{,}5$		U_{SS}	V
L-Eingangsspannung	U_{iL}	0		$U_{SS}-7$	V
H-Eingangsstrom ($U_i = U_{SS}$) (interner pull-low-Widerstand)	I_{iH}			10	µA
Ausgänge					
Standby-Ausgang ONOFF					
H-Eingangsspannung ($I_{iH} < 1$ mA)	U_{iH}	$U_{SS}-1$		U_{SS}	V

Kenndaten (bezogen auf $U_{DD} = 0$ V, $T_U = 0$ °C bis 70 °C)		min	typ	max	
Ausgänge					
Serienschnittstellen-Ausgänge					
H-Ausgangsspannung ($I_{Last} \leq 200$ µA)	U_{qH}	$U_{SS} - 1{,}5$		U_{SS}	V
L-Ausgangsspannung ($I_q = 10$ µA)	U_{qL}	0		0,35	V
Verzögerungs- und Übergangszeit ($C_L = 50$ pF bezogen auf CLKI)	$t_{DH} + t_{THL} + t_{DL} + t_{THL}$			5	µs
Programmspeicher-Ausgänge					
PRGA, PRGB, PRGC, PRGD					
H-Ausgangsspannung ($I_q = 0{,}1$ mA)	U_{qH}	$U_{SS} - 0{,}5$		U_{SS}	V
L-Ausgangsspannung ($I_q = 10$ µA)	U_{qL}	0		1,0	V
Programm-Fortschaltungsausgang PC					
H-Ausgangsspannung ($I_q = 0{,}3$ mA)	U_{qH}	$U_{SS} - 1{,}5$		U_{SS}	V
L-Ausgangsspannung (Leerlauf)	U_{qL}	0		2	V
Analogfunktions-Ausgänge					
COLO, BRIG, VOLU, CONT					
H-Ausgangsspannung ($I_q = 1$ mA)	U_{qH}	$U_{SS} - 1{,}5$		U_{SS}	V
L-Ausgangsspannung ($I_q = 1$ µA)	U_{qL}	0		0,35	V
Standby- und Reserve-Ausgänge					
ONOFF, TUS					
H-Ausgangsspannung ($I_q = 0{,}3$ mA)	U_{qH}	$U_{SS} - 1{,}5$		U_{SS}	V
L-Ausgangsspannung ($I_q = 1$ µA)	U_{qL}	0		0,35	V
Taktausgang CLKO					
H-Ausgangsspannung (Leerlauf)	U_{qH}	$U_{SS} - 1$		U_{SS}	V
L-Ausgangsspannung (Leerlauf)	U_{qL}	0		1	V

Blockschaltbild



Anschlußbelegung

Anschluß Nr.	Funktion
1	U_{SS}, Speisespannung
2	CLKO, Taktausgang
3	CLKI, Takteingang
4	PRGD, Programmsteuerausgang
5	PRGC, Programmsteuerausgang
6	PRGB, Programmsteuerausgang
7	PRGA, Programmsteuerausgang
8	PC, Programmwechsel, Strobe Ein-/Ausg.
9	TUS, Tastaturumschaltung
10	VOLU, Lautstärke Ausgang
11	ONOFF, Standby Ausgang
12	CONT, Kontrast-Ausgang
13	BRIG, Helligkeit Ausgang
14	COLO, Farbkontrast Ausgang
15	RSIG, IR Eingang
16	DLEN, I-Bus, Ein-/Ausgang
17	U_{DD}, Speisespannung
18	DATA, I-Bus-Ein-/Ausgang

Funktionsbeschreibung

1. **Infrarot-Empfangsteil**
   (Anschluß RSIG)

   Der Infrarot-Empfangsteil nimmt das IR-Signal auf, verarbeitet es und gibt die empfangenen Befehle an die Serienschnittstelle ab. Das IR-Signal besteht aus Wechselstromimpulsen mit einer Frequenz von ca. 30 kHz und einer Dauer von ca. 0,5 ms je Zyklus. Die Befehle werden als 7-bit-Worte (1 Starbit, 6 Informationsbits) im Biphasecode übertragen. Siehe Zeit-Diagramm 1.

   Die Infrarot-Signale wiederholen sich ca. alle 120 ms. Alle Befehle werden vom Empfangsteil als Repeat-Befehle in der Folgefrequenz der ankommenden IR-Signale abgegeben.

2. **Serienschnittstelle (I-Bus) als Aus- und Eingang**
   (Anschlüsse DLEN, DATA)

   Die Ausgabe an der Serienschnittstelle (I-BUS) geschieht nach dem Zeit-Diagramm 2. Die Ausgänge sind Open-Drain-Stufen mit eingebauten Lastwiderständen, die auch als Eingänge wirken können.

   Alle Befehle können auch über die Serienschnittstelle eingegeben werden, Zeit-Diagramm 3 (die Infrarot-Befehle werden im Schaltkreis auch erst dann weiterverarbeitet, wenn sie über die Serienschnittstelle gelaufen sind).

   Die Eingabe wird überprüft, um die Befehlsübertragung gegen kapazitiv und induktiv eingestreute Störungen zu schützen. Die Leitungen der Serienschnittstelle müssen aus diesem Grund eng nebeneinander geführt werden.

   Die Eingabe über die Serienschnittstelle hat absoluten Vorrang gegenüber der Infrarot-Eingabe.

   Es besteht die Möglichkeit, Befehle über die Serienschnittstelle auszulesen, sie aber gleichzeitig durch eine äußere Schaltung so zu verändern, daß sie von den nachfolgenden Empfängerteilen nicht mehr verstanden werden. Z. B. kann man bei den Befehlen zur direkten Programmwahl den Anschluß DLEN zwei Taktperioden über die Ausgabezeit hinaus auf High ziehen, wodurch der Programmspeicher nicht mehr angesprochen wird und die Programmbefehle als Ziffernbefehle für andere Zwecke (z. B. Teletext-Seitenwahl) verwendet werden können.

3. Analogwertspeicher (Ausgänge VOLU, BRIG, COLO, CONT)

Der SAB 4209 enthält 4 Analogwertspeicher zum Einstellen von Lautstärke, Helligkeit, Farbsättigung und Kontrast.

Die Analogwerte lassen sich in ca. 60 Stufen verstellen. Die Verstellgeschwindigkeit entspricht der Folgefrequenz der Repeat-Befehle (ca. 8 Hz). Die Analogwerte werden als Rechteckspannung mit einer Frequenz von ca. 1 kHz ausgegeben, wobei das Tastverhältnis dem Analogwert entspricht. Der analoge Spannungswert entsteht in einem externen Tiefpaß durch Bildung des zeitlichen Mittelwertes.

Durch den Befehl „Normalstellung" werden die Analogspeicher in eine maskenprogrammierbare Grundstellung gesetzt ($\nu_{VOLU} = {}^1/_3$, $\nu_{CONT} = \nu_{BRIG} = \nu_{COLO} = {}^1/_2$, wobei $\nu = t_{High}/T$). Wenn die Speisespannung von 0 aus ansteigt, werden die Analogwerte ebenfalls in die Normalstellung gesetzt.

Lautstärkeausgang VOLU:

Der Lautstärke-Ausgang wird intern auf Low gehalten,

- ca. 128 ms bevor nach einem Programmwechselbefehl der High-Impuls am Ausgang PC erscheint
- wenn das Quicktonflipflop gesetzt ist,
- wenn der Schaltkreis im Zustand „Standby" steht,
- wenn der Anschluß PC auf High liegt.

Quickton:

Durch den entsprechenden Befehl wird ein Flipflop in den jeweils komplementären Zustand gesetzt.

Das Flipflop wird zurückgesetzt,

- durch den Befehl „Vol+",
- durch den Zustand „Standby",
- durch einen Befehl an den Programmspeicher,
- durch den Befehl „Normalstellung".

Solange das Quicktonflipflop gesetzt ist, wird der Lautstärkeausgang auf „Low" gehalten.

Solange die Schaltung im Zustand „Standby" steht, sind die Verstellbefehle für die Analogspeicher wirkungslos.

Beim Wiedereinschalten aus dem Zustand „Standby" gehen die Analogausgänge in die Grundstellung.

4. Programmspeicher
(Aus- und Eingänge PRGA, PRGB, PRGC, PRGD)

Der Programmspeicher besteht aus einem 4-bit-Ringzähler, womit 16 Programme aufgerufen werden können.

Die 16 Programme können über Fernsteuerung durch Wahl 1...16 oder durch Vor- und Rückwärtszählen des Ringzählers aufgerufen werden.

Wenn die Speisespannung von 0 aus ansteigt, werden die Programmausgänge auf LLLH gesetzt. Durch Maskenänderung ist es möglich, auch ein anderes Programm zu setzen. Die Ausgänge des Programmspeichers wirken auch als Eingänge, sie können durch niederohmige Ansteuerung von außen gesetzt und rückgesetzt werden.

Strobe-Ausgang, Fortschalte-Eingang:
(Anschluß PC)

Wenn der Programmspeicher einen Befehl über die Fernsteuerung erhält, tritt am Ausgang PC nach Ablauf einer Verzögerungszeit ein positiver Impuls auf. Der Lautstärke-Ausgang VOLU wird mit Beginn der Verzögerungszeit stummgeschaltet. Die Rücknahme der Stummschaltung erfolgt mit der Rückflanke des PC-Impulses (siehe Zeit-Diagramm 4). Der Ausgang PC kann zusätzlich mit einem Kondensator beschaltet werden, um die Stummschaltung zu verlängern (bis ca. 0,5 s).

Das gleiche Stummschalteverfahren tritt ein, wenn die Speisespannung von 0 aus ansteigt und gleichzeitig der Anschluß ONOFF auf Low gehalten wird (siehe Zeit-Diagramm 5).

Der Anschluß PC kann auch als Eingang benutzt werden. Wenn von außen positives Potential angelegt wird, zählt der Programmzähler um einen Schritt vorwärts. Der externe Kondensator wirkt dabei als Entprellung (siehe Zeit-Diagramm 6). Im Zustand „Standby" ist der Ausgang statisch positiv. Der PC-Impuls tritt pro Druck auf die entsprechende Sendertaste nur einmal auf.

5. Standby-Ausgang/Eingang:
(Anschluß ONOFF)

Er steuert über einen Transistor das Netzteil. Wenn ein Programm aufgerufen wird – und auch bei einigen anderen Befehlen, die in der Tabelle 1 bezeichnet sind – wird das Gerät über diesen Ausgang eingeschaltet. Ein = Low. Standby = High.

Durch den Befehl „Standby" wird das Gerät in Bereitschaftsstellung geschaltet. Wenn die Speisespannung von 0 aus ansteigt, wird das Gerät gleichfalls in „Standby" geschaltet.

Der Anschluß ONOFF wirkt auch als Eingang, wenn er niederohmig angesteuert wird, z. B. mit einem Wischkontakt am Netzschalter.

6. Tastatur Umschaltung
Anschluß TUS:

Der Ausgang wird von einem Wechselflipflop gesteuert. Bei jedem Druck auf die entsprechende Taste des Senders wechselt der Ausgang in den entgegengesetzten Zustand.

Die Vorzugslage ist Low.

Sie wird eingestellt

- wenn die Speisespannung eingeschaltet wird,
- wenn der Zustand „Standby" besteht,
- wenn der Befehl „Normalstellung" gegeben wird.

Der Ausgang läßt sich von außen durch niederohmige Beschaltung setzen und rücksetzen.

Wenn der Ausgang im Zustand High steht, werden die ankommenden Befehle im Empfängerbaustein nicht mehr bewertet, sondern nur noch auf der Serienschnittstelle ausgegeben. Ausnahme: Der Befehl „Tastatur Umschaltung" (Nr. 7) und Standby (Nr. 2) werden immer ausgewertet.

Tabelle 1
Codierung der Befehle auf dem I-Bus und bei der IR-Übertragung

Nr.	Code	Befehl	Nach dem Befehl TUS
	FED CBA		
0	000 000	Normalstellung	vorhergehender Zustand wird beibehalten
1	001	Quickton (Stummschaltung)	
2	010	Standby	Standby + TR (Tastaturrückschaltung)
3	011		vorhergehender Zustand wird beibehalten
4	100	Programmschritt + /EIN	"
5	101	Programmschritt −/EIN	"
6	110	EIN	"
7	111	TUS/EIN	TR (Tastaturrückschaltung)
8	001 000	Lautstärke +	vorhergehender Zustand wird beibehalten
9	001	Lautstärke −	
10	010	Helligkeit +	"
11	011	Helligkeit −	"
12	100	Farbe +	"
13	101	Farbe −	"
14	110	Kontrast +	"
15	111	Kontrast −	"

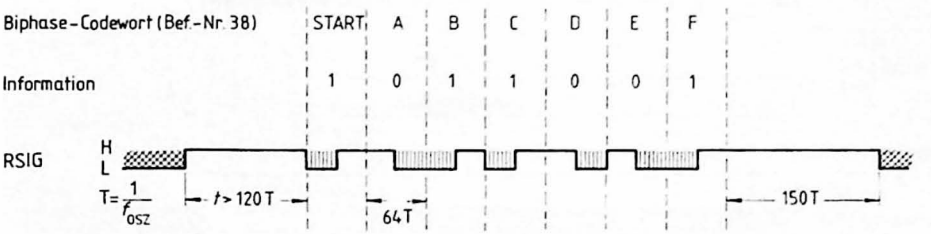
Fortsetzung von Tabelle 1
Codierung der Befehle auf dem I-Bus und bei der IR-Übertragung

Nr.	Code	Befehl	Nach dem Befehl 7
	FED CBA	D C B A (PRG-Ausg.)	Tastaturumschaltung
16	010 000	L L L L /EIN	vorhergehender Zustand
17	001	L L L L /EIN Vorzugslage	wird beibehalten
18	010	L L H L /EIN	"
19	011	L L H H /EIN	"
20	100	L H L L /EIN	"
21	101	L H L H /EIN	"
22	110	L H H L /EIN	"
23	111	L H H H /EIN	"
24	011 000	H L L L /EIN	"
25	001	H L L H /EIN	"
26	010	H L H L /EIN	"
27	011	H H L L /EIN	"
28	100	H H L L /EIN	"
29	101	H H L H /EIN	"
30	110	H H H L /EIN	"
31	111	H H H H /EIN	"

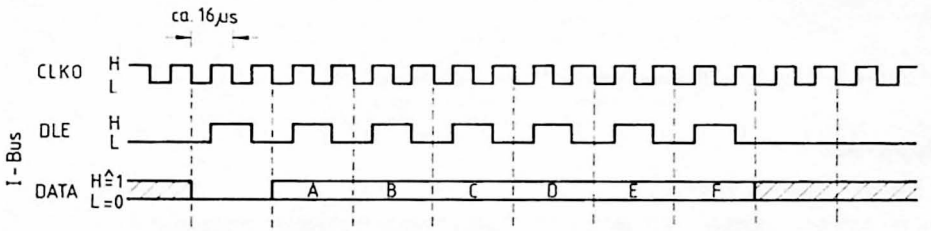
Die Befehle 32 bis 61 werden im Baustein nicht ausgewertet, sondern nur über die Serienschnittstelle ausgegeben.

Der Befehl 63 (= 111 111) muß frei bleiben (siehe Zeit-Digramm 1).
Der Befehl 62 (= 111 110) ist der Schlußbefehl (siehe Datenblatt des SAB 3210).

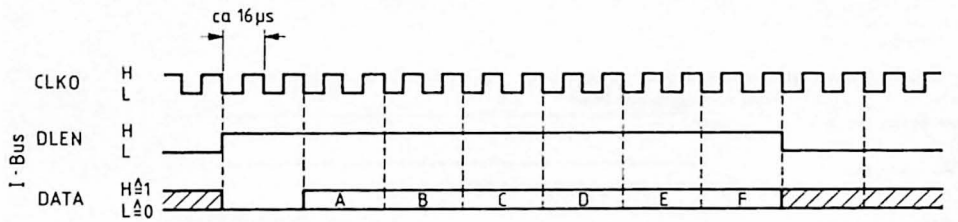
Zeitdiagramm 1
(Biphase Codierung)



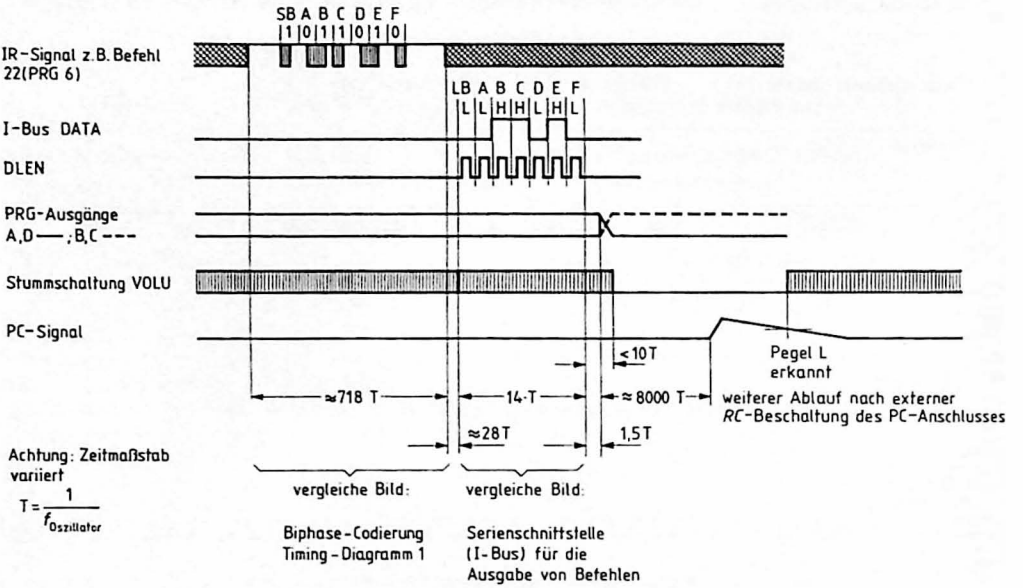
Zeitdiagramm 2
Serienschnittstelle (I-Bus) für die Ausgabe von Befehlen



Zeitdiagramm 3
Serienschnittstelle (I-Bus) für die Eingabe von Befehlen

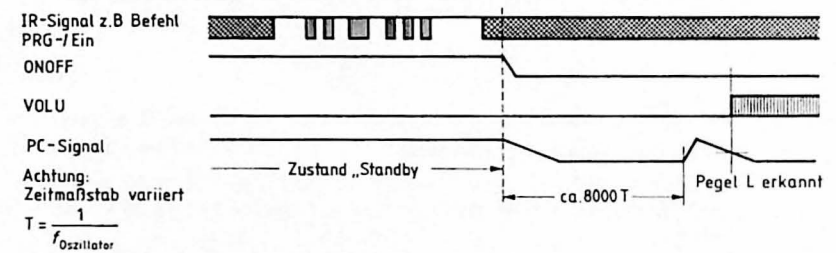


Zeitdiagramm 4

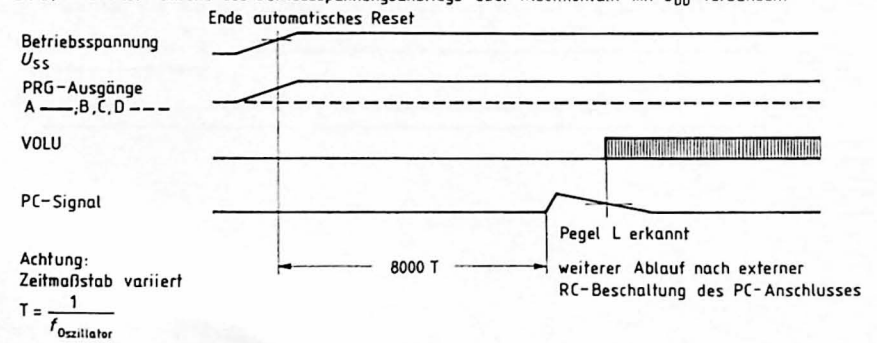


Zeitdiagramm 5

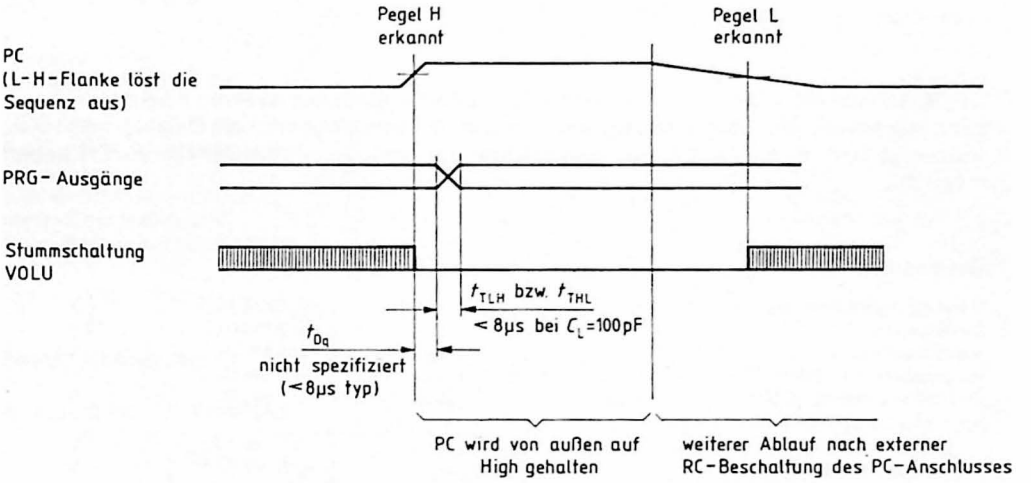
Fall a) Einschalten mittels eines IR-Befehls:



Fall b) ONOFF ist während des Betriebsspannungsanstiegs über Wischkontakt mit U_{DD} verbunden:



Zeitdiagramm 6



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 2208	Q67000-A2201	DIP 20	15

Der integrierte Schaltkreis ist ein Fernsteuer-Sendebaustein zur direkten Ansteuerung von Infrarotsendedioden. Über eine Eingangsmatrix (z. B. Tastenfeld) wird die Befehlsinformation festgelegt und im Biphase-Code ausgegeben. Es sind max. 512 Befehle in 8 Ebenen möglich.

Grenzdaten

Versorgungsspannung	U_S	−0,3 bis 10,5	V
Matrixzeilen	U_Z	−0,3 bis U_S	V
Matrixspalten	U_{SP}	−0,3 bis U_S	V
Programmierpin (PPIN)	U_{PP}	−0,3 bis U_S	V
Oszillator-Eingang (OSZ)	U_{OSZ}	−0,3 bis 2	V
Infrarot-Ausgang (IRA)			
gesperrt	U_q	−0,3 bis 10,5	V
Normalbetrieb	U_q	−0,3 bis 8	V
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4 bis 10	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	430 bis 530	kHz
Frequenzabweichung (Toleranz der Außenbeschaltung ist Null)			
bei Keramikschwinger	Δf_{OSZ}		
bei *LC*-Kreis	Δf_{OSZ}		

Kenndaten

(4 V ≤ U_S ≤ 10 V; 0 °C ≤ T_U ≤ 70 °C)

		min	typ	max	
Stromaufnahme					
Standby-Betrieb	I_S			1	µA
Sende-Betrieb	I_S			10	mA
Ausgang IRA, Stromaufnahme					
gesperrt	I_q		<1	10	µA
leitend (2 < U_q < 6 V)	I_q	500		1000	mA
Verbindungswiderstand (Zeile-Spalte oder Spalte-PPIN)	R_{ZS}			500	Ω

Anschlußbelegung

Anschluß Nr.	Funktion
1	Masse
2	Ausgang IRA
3	Versorgungsspannung U_S
4	Z2
5	Z7
6	Z1
7	Z6
8	Z8
9	Z4
10	Z3
11	Z5
12	PPIN
13	SH
14	SE
15	SB
16	SC
17	SG
18	SD
19	SF
20	Oszillatoreingang OSZ

Detaillierte Funktionsbeschreibung

Spannungsversorgung

Der Baustein nimmt im Ruhestand keinen Strom auf. Erst durch eine Matrixverbindung wird der Schaltkreis eingeschaltet. Nach dem Lösen der Matrixverbindung beendet der IC selbständig das Telegramm und kippt in den Ruhestand zurück.

Takteingang

Der Takteingang wird mit einem Keramik-Schwinger beschaltet. Der Keramik-Schwinger schwingt auf seiner Parallelresonanz. Daneben gibt es die Möglichkeit, ein vorhandenes Taktsignal am OSZ-Anschluß einzuspeisen. Der Oszillator schwingt auch bei Beschaltung mit einem LC-Kreis und Trennkondensator.

Eingabematrix

Die Matrix besteht aus 8 Zeilen und 8 Spalten, wobei als Spalte A die Versorgungsspannung U_S verwendet wird. Um ein Telegramm auszulösen, muß eine Zeile mit einer Spalte verbunden werden.

Damit wird der Sender eingeschaltet und ein Telegramm ausgegeben. Die Länge des Telegramms richtet sich nach der Dauer der Matrixverbindung. Ein Telegramm besteht aus dem Startbefehl, einer variablen Anzahl von Informationsbefehlen (abhängig von der Dauer der Matrixverbindung) und dem Schlußbefehl.

Wenn für die Tastenmatrix weniger als 8 Zeilen benötigt werden, kann man den IC in ein entsprechend kleineres Gehäuse einsetzen.

Programmierung über PPIN

Da man über die 8 x 8 Matrix nur 64 verschiedene Befehlscodierungen erzeugen kann, gibt es die Möglichkeit, über den Programmieranschluß (PPIN) den vollen Vorrat von 512 Befehlen anzusprechen. Der Befehlsvorrat wird in 8 Ebenen zu je 64 Befehlen aufgeteilt. Um eine Ebene auszuwählen, läßt man den PPIN entweder offen, oder verbindet ihn mit einem der 7 Spalteneingänge (SPB bis SPH).

Bei alleiniger Verbindung von PPIN mit einer Spalte fließt kein erhöhter Standby-Versorgungsstrom I_S.

Fehlbedienungsschutz

Voraussetzung für die Ausgabe eines Telegramms mit mindestens einem Informationsbefehl ist eine störungsfreie Matrixverbindung von einer taktfrequenzabhängigen Mindestdauer (ca. 60 ms bei 500-kHz-Taktfrequenz). Die Schaltung schützt vor Falschtelegrammen, indem sie sich während jeder Störung (Tastenprellen) zurücksetzt. Auch Fehlbedienungen durch Verbindung von mehr als einer Zeile und einer Spalte werden erkannt und beenden das Telegramm durch laufendes Aussenden von Schlußbefehlen. Die Fehlbedienung kann nur durch Öffnen aller Matrixverbindungen gelöscht werden. Beim Betrieb mit einer Ebenenauswahltaste (PPIN-Funktion) muß diese spätestens mit der Matrixtaste gedrückt werden, sonst wird die Auswahltaste im Telegramm nicht berücksichtigt. Gleichzeitiges Drücken mehrerer Auswahltasten wirkt auf das Telegramm wie eine Matrixfehlbedienung.

Telegrammaufbau

Nach dem Einschalten wird der Befehl Nr. 511 (10-bit-Wortlänge) als Startbefehl ausgegeben, um dem Empfänger den Beginn einer Informationsübertragung anzuzeigen. Daran schließt sich eine Reihe von identischen Informationsbefehlen, deren Anzahl von der Dauer der Matrixverbindung abhängt. Wird ein Telegramm durch Lösen der Matrixverbindung beendet, so erscheint maximal noch ein Informationsbefehl, gefolgt von einem Schlußbefehl. Dieser Schlußbefehl ist mit dem Startbefehl identisch.

Befehlsaufbau

Jeder Befehl besteht aus Vorsignal, Infrarotpause, Startbit und 9 Informationsbits.

Das Vorsignal hat eine Dauer von $256/f_{CLK}$. Es erlaubt empfängerseitig eine einfache Pegelregelung des Eingangsverstärkers.

Die Infrarotpause dauert vom Ende des Vorsignals bis zum Beginn des Startbits. Sie ermöglicht dem Empfänger Übertragungsstörungen bei Grenzreichweite zu erkennen.

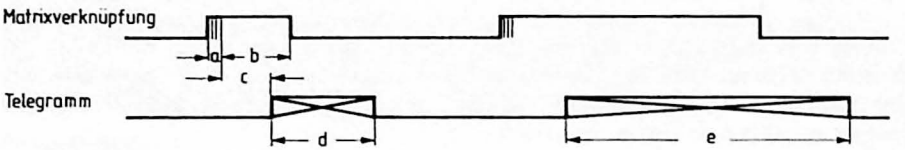
Das Startbit ist fest auf :1: programmiert und stellt eine Synchronisationshilfe für den Empfänger dar.

Der Bitaufbau ist aus dem Impulsdiagramm zu ersehen.

Ausgangstreiberstufe

An den Infrarot-Ausgang IRA können unmittelbar die Infrarotsendedioden angeschlossen werden, da die Treiberstufe voll integriert ist. Der Diodenstrom wird im spezifizierten Bereich konstant gehalten, um die Sendeleistung der Infrarotdioden zu stabilisieren.

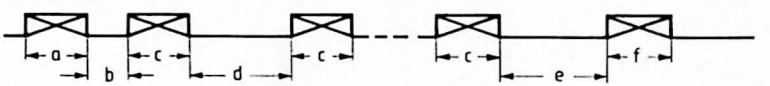
Prinzipieller Bedienungsablauf



für 500 kHz
b = 60,928 ms
c = 26,624 ms
d = 177,664 ms

a) Prellen
b) Mindesttastenbetätigungszeit für vollständiges Telegramm mit einem Info-Befehl
c) Verzögerung zwischen Beginn der ungest. Matrixverbindung und Telegrammbeginn
d) Telegramm mit einem Info-Befehl
e) Telegramm mit mehreren identischen Info-Befehlen

Telegrammaufbau

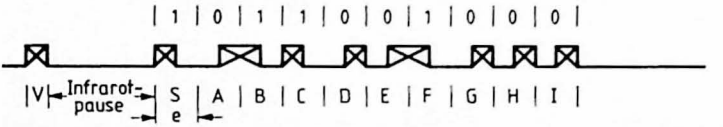


für 500 kHz
a = c = f = 13,312 ms
b = 19,968 ms
d = e = 117,76 ms

a) Startbefehl 10 bit
b) Zeitabstand Startbefehl – Info-Befehl
c) Info-Befehl 10 bit
d) Zeitabstand Info-Befehl – Info-Befehl
e) Zeitabstand Info-Befehl – Schlußbefehl
f) Schlußbefehl 10 bit

Die Anzahl identischer Info-Befehle ist abhängig von der Zeitdauer der ungestörten Matrixverbindung.

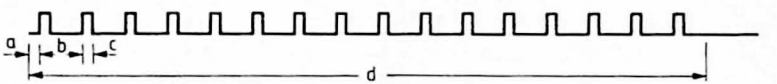
Impulsdiagramm



Zeitdauer Einzelbit e: $512/f_{CLK}$
Vorsignal V: $256/f_{CLK}$
Infrarotpause: $5 \times 256/f_{CLK}$

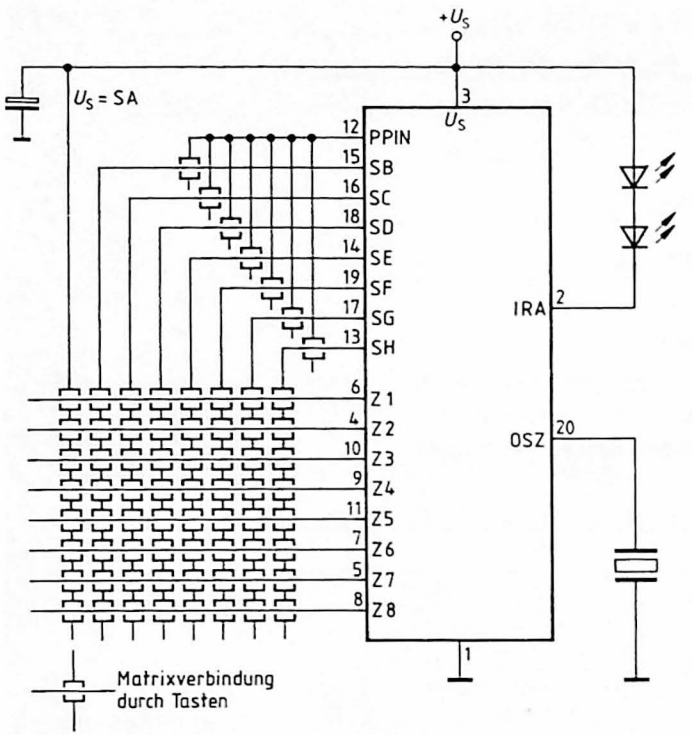
Startbit S ist immer 1
Die Bits A bis I sind adressierbar

Aufbau eines geträgerten Halbbits (ebenso Vorsignal)



a = a = $4/f_{CLK}$
b = $16/f_{CLK}$
d = $256/f_{CLK}$
16 Impulse pro Halbbit

Blockschaltbild



Wahrheitstabelle

Nummer des Befehls	Matrixverb. Zeile-Spalte	Binärcode IRA-Info-Befehl A B C D E F G H I
0	1A	0 0 0 0 0 0 0 0 0
1	1B	1 0 0 0 0 0 0 0 0
2	1C	0 1 0 0 0 0 0 0 0
3	1D	1 1 0 0 0 0 0 0 0
4	1E	0 0 1 0 0 0 0 0 0
5	1F	1 0 1 0 0 0 0 0 0
6	1G	0 1 1 0 0 0 0 0 0
7	1H	1 1 1 0 0 0 0 0 0
8	2A	0 0 0 1 0 0 0 0 0
9	2B	1 0 0 1 0 0 0 0 0
10	2C	0 1 0 1 0 0 0 0 0
11	2D	1 1 0 1 0 0 0 0 0
12	2E	0 0 1 1 0 0 0 0 0
13	2F	1 0 1 1 0 0 0 0 0
14	2G	0 1 1 1 0 0 0 0 0
15	2H	1 1 1 1 0 0 0 0 0
16	3A	0 0 0 0 1 0 0 0 0
17	3B	1 0 0 0 1 0 0 0 0
18	3C	0 1 0 0 1 0 0 0 0
19	3D	1 1 0 0 1 0 0 0 0
20	3E	0 0 1 0 1 0 0 0 0
21	3F	1 0 1 0 1 0 0 0 0
22	3G	0 1 1 0 1 0 0 0 0
23	3H	1 1 1 0 1 0 0 0 0
24	4A	0 0 0 1 1 0 0 0 0
25	4B	1 0 0 1 1 0 0 0 0
26	4C	0 1 0 1 1 0 0 0 0
27	4D	1 1 0 1 1 0 0 0 0
28	4E	0 0 1 1 1 0 0 0 0
29	4F	1 0 1 1 1 0 0 0 0
30	4G	0 1 1 1 1 0 0 0 0
31	4H	1 1 1 1 1 0 0 0 0
32	5A	0 0 0 0 0 1 0 0 0
33	5B	1 0 0 0 0 1 0 0 0
34	5C	0 1 0 0 0 1 0 0 0
35	5D	1 1 0 0 0 1 0 0 0
36	5E	0 0 1 0 0 1 0 0 0
37	5F	1 0 1 0 0 1 0 0 0
38	5G	0 1 1 0 0 1 0 0 0
39	5H	1 1 1 0 0 1 0 0 0
40	6A	0 0 0 1 0 1 0 0 0

Wahrheitstabelle (Fortsetzung)

Nummer des Befehls	Matrixverb. Zeile-Spalte	Binärcode IRA-Info-Befehl A B C D E F G H I
41	6B	1 0 0 1 0 1 0 0 0
42	6C	0 1 0 1 0 1 0 0 0
43	6D	1 1 0 1 0 1 0 0 0
44	6E	0 0 1 1 0 1 0 0 0
45	6F	1 0 1 1 0 1 0 0 0
46	6G	0 1 1 1 0 1 0 0 0
47	6H	1 1 1 1 0 1 0 0 0
48	7A	0 0 0 0 1 1 0 0 0
49	7B	1 0 0 0 1 1 0 0 0
50	7C	0 1 0 0 1 1 0 0 0
51	7D	1 1 0 0 1 1 0 0 0
52	7E	0 0 1 0 1 1 0 0 0
53	7F	1 0 1 0 1 1 0 0 0
54	7G	0 1 1 0 1 1 0 0 0
55	7H	1 1 1 0 1 1 0 0 0
56	8A	0 0 0 1 1 1 0 0 0
57	8B	1 0 0 1 1 1 0 0 0
58	8C	0 1 0 1 1 1 0 0 0
59	8D	1 1 0 1 1 1 0 0 0
60	8E	0 0 1 1 1 1 0 0 0
61	8F	1 0 1 1 1 1 0 0 0
62	8G	0 1 1 1 1 1 0 0 0
63	8H	1 1 1 1 1 1 0 0 0

	G H I
Befehl 0 bis 63: PPIN frei	0 0 0
Befehl 64 bis 127: PPIN verbunden mit SB	1 0 0
Befehl 128 bis 191: PPIN verbunden mit SC	0 1 0
Befehl 192 bis 255: PPIN verbunden mit SD	1 1 0
Befehl 256 bis 319: PPIN verbunden mit SE	0 0 1
Befehl 320 bis 383: PPIN verbunden mit SF	1 0 1
Befehl 384 bis 447: PPIN verbunden mit SG	0 1 1
Befehl 448 bis 511: PPIN verbunden mit SH	1 1 1

Die Zuordnung Befehlsnummer – Matrixverbindung (Zeile-Spalte) ist in allen Befehlsgruppen analog der Gruppe 0 bis 63.

Beispiel:

Befehl 64 wird erzeugt, wenn PPIN mit SB verbunden und Z 1 mit SA verbunden sind.

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 3206	Q 67100-Y 577	DIP 18	14

Der in PMOS-Depletion-Technik entwickelte Empfängerbaustein SDA 3206 wandelt die über eine Matrix eingegebenen Befehle in einen 6-bit-Biphase-Code um. Die Befehle können über eine Infrarot-Sendestufe auf eine IR-Empfangseinheit mit dem Empfänger-Baustein SAB 4209 übertragen werden.

- Niedrige Stromaufnahme von typisch 3 mA (max. 5 mA). Ein vom Senderbaustein gesteuerter, externer NPN-Transistor schaltet im Ruhezustand die Batterie ab und erhöht somit deren Lebensdauer erheblich.
- Speisespannungsbereich von 5 V bis 10 V.

Grenzdaten
(alle Spannungen bezogen auf $U_{DD} = 0$ V)

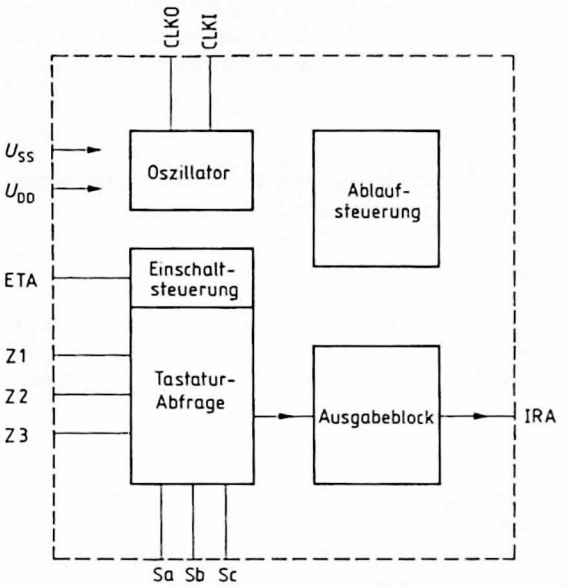
Speisespannung	U_{SS}	−0,3 bis 18	V
Eingangsspannung	U_i	U_{SS} −18 bis U_{SS} +0,3	V
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	500	mW
Verlustleistung je Ausgang	P_q	100	mW
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$	90	K/W

Funktionsbereich
(bezogen auf $U_{DD} = 0$ V)

Speisespannung	U_{SS}	5 bis 10	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C

Kenndaten (alle Spannungen bezogen auf $U_{DD} = 0$ V)		min	typ	max	
Stromaufnahme ohne Last	I_{DD}		3	5	mA
Oszillator:					
Takteingang CLKI					
H-Eingangsspannung	U_{iH}	$U_{SS}-1$		U_{SS}	V
L-Eingangsspannung	U_{iL}	0		$U_{SS}-4$	V
Takteingang CLKO					
H-Ausgangsspannung	U_{qH}	$U_{SS}-1$		U_{SS}	V
L-Ausgangsspannung	U_{qL}	0		$+1$	V
Reststrom, Summenstrom					
der Ausgänge Sa, Sb, Sc, ETA, IRA ($U_q = -10$ V, $U_{SS} = 0$ V; $T_U = 25\,°C$)				1	µA
Spalten-Widerstände					
Ra, Rb, Rc nach $-U_S$	R_S	33		47	kΩ
Fernsteuersignal-Ausgang IRA					
H-Ausgangsspannung ($I_{qH} = 4$ mA; $U_{SS} \geq 6$ V)	U_{qH}	$U_{SS}-5$		U_{SS}	V
Einschalttransistor – Ausgang ETA					
H-Ausgangsstrom ($U_q = U_{SS} - 4$ V)	I_{qH}	0,1		0,5	mA

Blockschaltbild



Anschlußbelegung

Anschluß-Nr.	Anschl. Bezeichnung
1	U_{SS}
2	Spalte a
3	Spalte b
4	Spalte c
5	
6	U_{DD}
7	ETA (Einschalttr. Ausg.)
8	IRA (Infrarotausgang)
9	Zeile 1
10	Zeile 2
11	Zeile 3
12	
13	
14	
15	
16	
17	CLKI (OSZ. Eing.)
18	CLKO (OSZ. Ausg.)

Die Anschlüsse 5, 12, 13, 14, 15, 16 dürfen nicht beschaltet werden.

Schaltungsbeispiel

Der SDA 3206 arbeitet in einem weiten Speisespannungsbereich bei sehr niedrigem Stromverbrauch und eignet sich daher für Batteriebetrieb. Der Baustein besitzt einen Steuerausgang für einen NPN-Transistor, der die Schaltung von der Batterie abtrennt, wenn keine Taste gedrückt wird.

Eingabe Tastatur:

Der Sender besitzt eine Eingabematrix aus 3 Spalten und 3 Zeilen. Um einen Befehl einzugeben, muß ein Spaltenausgang mit einem Zeileneingang verbunden werden. Damit wird der Sender eingeschaltet und ein entsprechender Befehl gesendet.

Schlußbefehl:

Nach dem Loslassen einer Taste wird der gewählte Befehl maximal noch einmal ausgesendet, abhängig vom genauen Zeitpunkt des Loslassens. Nach dem letzten Aussenden des gewünschten Befehls wird noch ein Schlußbefehl gesendet, der dem Empfänger signalisiert, daß die Taste losgelassen wurde.

Ausgabe:

Der Sender setzt den eingehenden Befehl in einen Biphase-Code um (Zeit-Diagramm 1). Vor den 6 Informationsbits wird ein Startbit gesendet.

Das Ausgangssignal ist mit der halben Taktfrequenz ($f_{CLK}/2 \approx 30$ kHz) getastet; mit ihm kann eine Infrarot-Sendestufe angesteuert werden. In Ruhe ist der Ausgang hochohmig.

Vor der Ausgabe eines IR-Befehls wird ein Vorsignal abgegeben, das auf der Empfangsseite die Verstärkerregelung erleichtert.

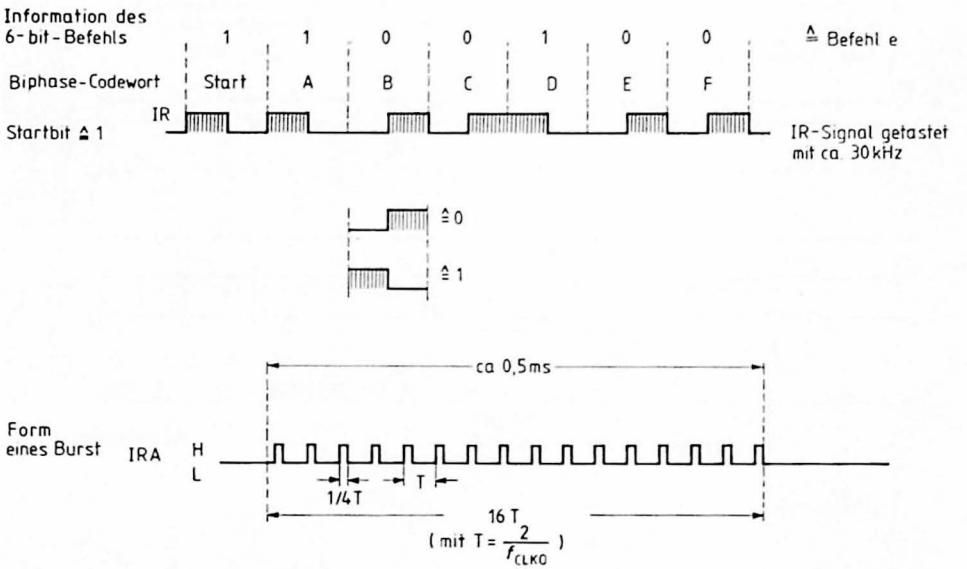
Zeitablauf:

Die Taktfrequenz beträgt im vorgesehenen Betriebsfall ca. 60 kHz. Die Befehle werden in einem zeitlichen Abstand von ca. 120 ms ausgesendet, ein Befehl dauert ca. 7 ms (siehe Zeit-Diagramm 1). Vor der Abfrage der Matrix wird eine Entprellzeit von ca. 20 ms abgewartet.

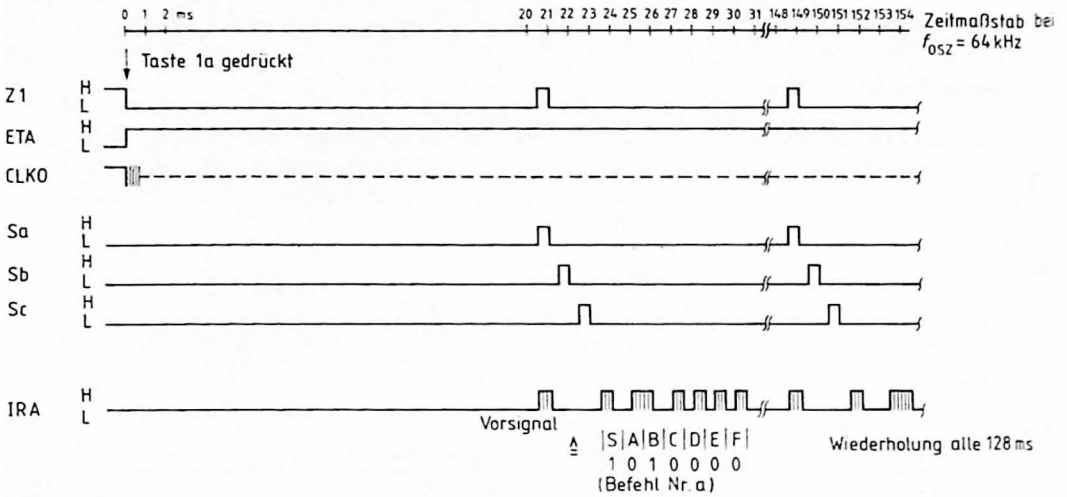
Befehlsliste mit Zuordnung der Befehle zu den Tasten

Befehls-Nr.	Code F E D	C B A	Verknüpfung
a	0 0 0	0 1 0	1c
b	0 0 0	1 0 0	2a
c	0 0 0	1 0 1	2b
d	0 0 1	0 0 0	3a
e	0 0 1	0 0 1	3b
f	1 1 1	1 1 0	Schlußbefehl

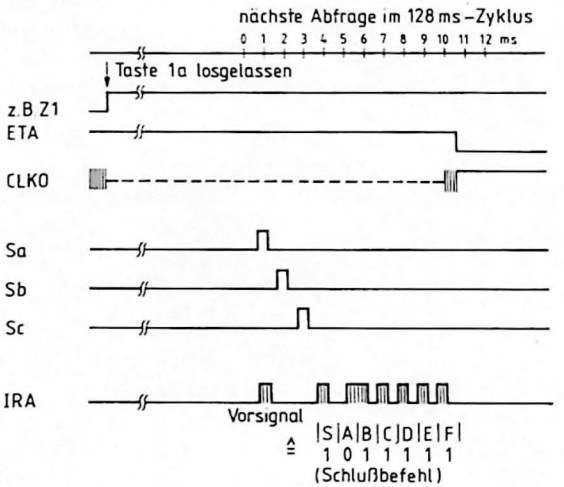
Zeitdiagramm 1
(Biphase-Codierung ohne Vorsignal)



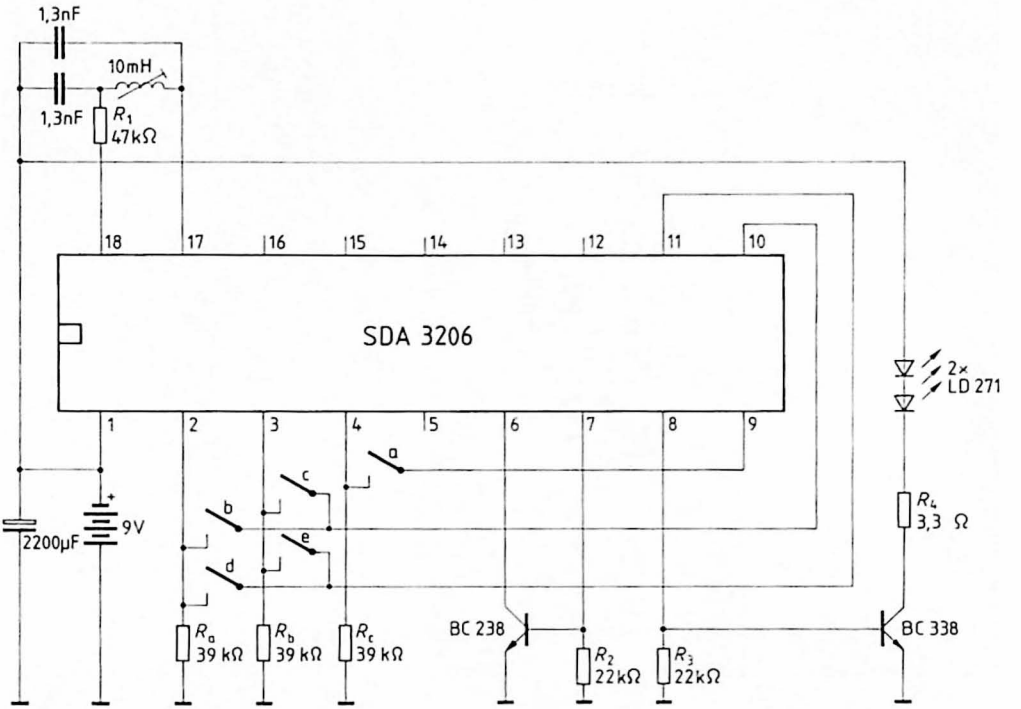
Zeit-Diagramm 2
(Drücken einer Taste)



Zeit-Diagramm 3
(Loslassen einer Taste)



Außenbeschaltung
(Beispiel)



ICs für professionelle Funkgeräte

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuese	Bild Nr.
TBB 469	Q67000-A2025	DIP 22	16

TBB 469 ist eine FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Sie eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals.

Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem einstellbaren Begrenzerverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzmodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß einem NF-Verstärker zugeführt. Die Verstärkung und der Frequenzgang des 1. Verstärkers können extern eingestellt werden. Der 2. Verstärker enthält die Lautstärkeregelung und einen Muteeingang für eine zusätzliche feldstärkeabhängige Regelung.

Grenzdaten

		untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S	0	15	V
Laststrom der Referenz	I_{Stab}	0	50	µA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$		70	K/W

Funktionsbereich

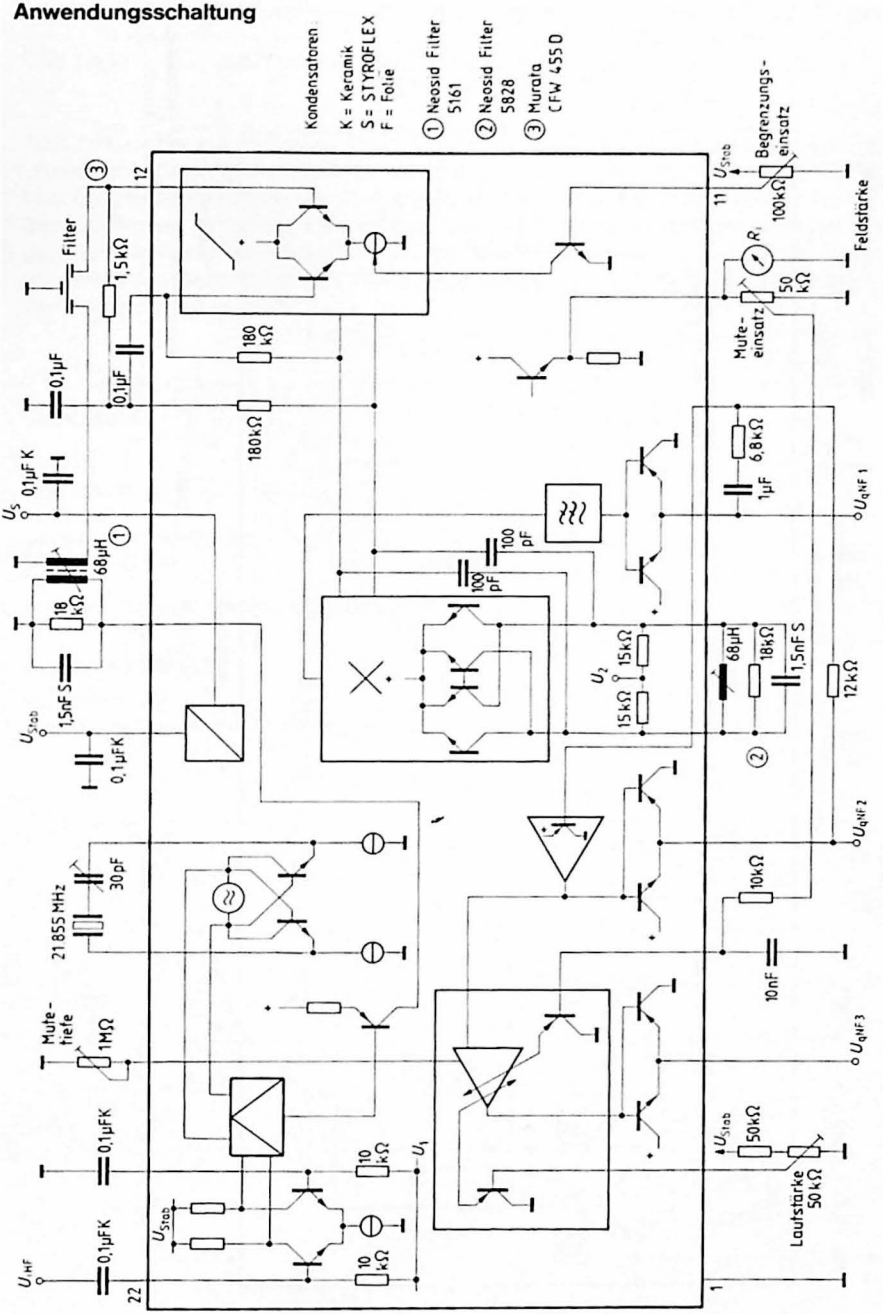
Speisespannung	U_S	3	12	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−30	80	°C

Elektrische Kenndaten $U_S = 4{,}5$ V, $T_U = -30$ °C bis 60 °C		Prüfbedingungen	untere Grenze	typ	obere Grenze	
Stromaufnahme	I_S			3,0	5,0	mA
Referenzspannung	U_{Stab}		1,4	1,9	2,6	V
HF-Vorstufe						
Verstärkung	V_U	$f_i = 10...50$ MHz*) (−3 dB)	36	42	48	dB
Eingangsimpedanz	Z_i			10//3		kΩ//pF
Rauschzahl	F			6		dB
Begrenzerverstärker bei $\Delta f = \pm 2{,}8$ kHz, $f_{iZF} = 455$ kHz $f_{mod} = 1$ kHz, $U_{iZF\,eff} = 10$ mV, $Q_B \approx 15$:						
Eingangswiderstand	R_i			20		kΩ
ZF-Bandbreite	B_{ZF}	$U_{qNF1} = -3$ dB	500			kHz
Begrenzungseinsatz	$U_{Begr\,eff}$			10	20	µV
Einstellbereich des Begrenzungseinsatzes	ΔU_{Begr}	$U_{10} = 0$ V/U_{Stab}	16	20	24	dB
AM-Unterdrückung	AMU	$m = 30\%$	40			dB
Signal-Störabstand	$a_{S/N}$			40		dB
Feldstärke	U_{10}	$U_{iZF} = 0$ V			100	mV
	U_{10}	$U_{iZF} = 10$ mV	0,8	1,2		V
NF-Ausgangsspannung	U_{qNF1}		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	R_{q1}		300			Ω
NF-Bandbreite	B_{NF}	$U_{qNF1} = -3$ dB	20	35		kHz
Klirrfaktor	k			1	2	%
NF-Verstärker 2						
Verstärkung	V_U	$U_{iNF} = 1$ mV	31	37	43	dB
Min. Lastwiderstand	R_{q2}		1			kΩ
Eingangsimpedanz	R_i		10			kΩ
Signalstörabstand	$a_{S/N}$			40		dB
Klirrfaktor*)	k			2		%
NF-Verstärker 3						
Verstärkung	V_U	$U_2 = 0$ V, $U_{11} = 1$ V		10		dB
Max. Ausgangsspannung	$U_{qNF\,3\,eff}$	$k = 10\%$			300	mV
Min. Lastwiderstand	$R_{q\,3}$		5			kΩ
Klirrfaktor	k			2		%
Stellumfang der Lautstärke	ΔV_L			80		dB
Mutetiefe	M	$U_4 = 0$ V/1 V				
		$R_{Mute} = \infty$	3	6	10	dB
		$R_{Mute} = 0$	20	26	40	dB
Geräuschspannung nach DIN 45405**)	U_N	$U_2 = 1/2\ U_{Stab}$		30		μV_{OS}

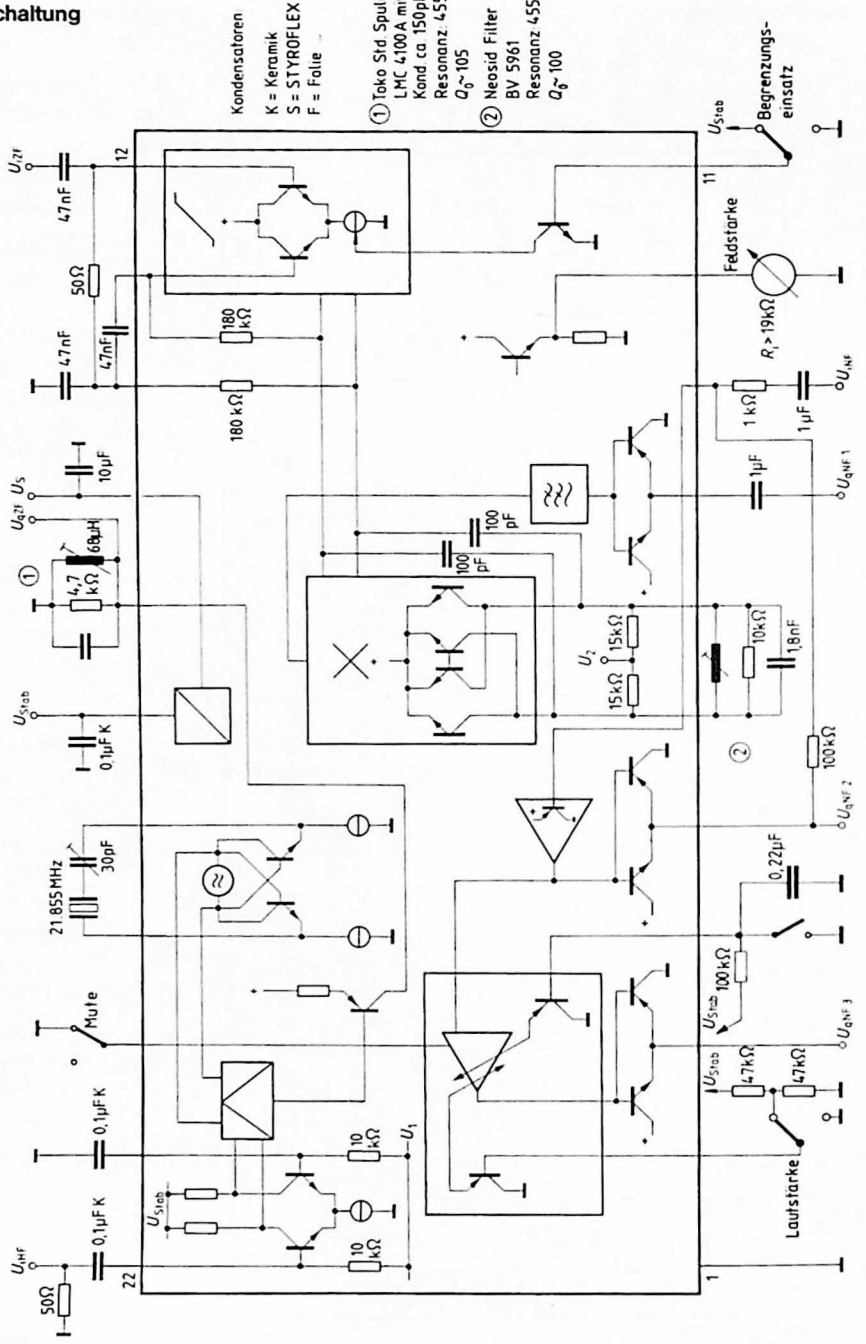
*) abhängig von Außenbeschaltung

**) AQL = 2,5

Anwendungsschaltung



Meßschaltung



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TBB 1469	Q67000-A1909	DIP 16	11

TBB 1469 ist eine FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Sie eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals. Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem Begrenzungsverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzmodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß an einen von außen beschaltbaren NF-Verstärker zugeführt. Die HF-Eingänge sind intern mit ESD Schutzdioden beschaltet.

Grenzdaten

		untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S	0	15	V
Laststrom	I_{Stab}	0	50	µA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−40	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		85	K/W

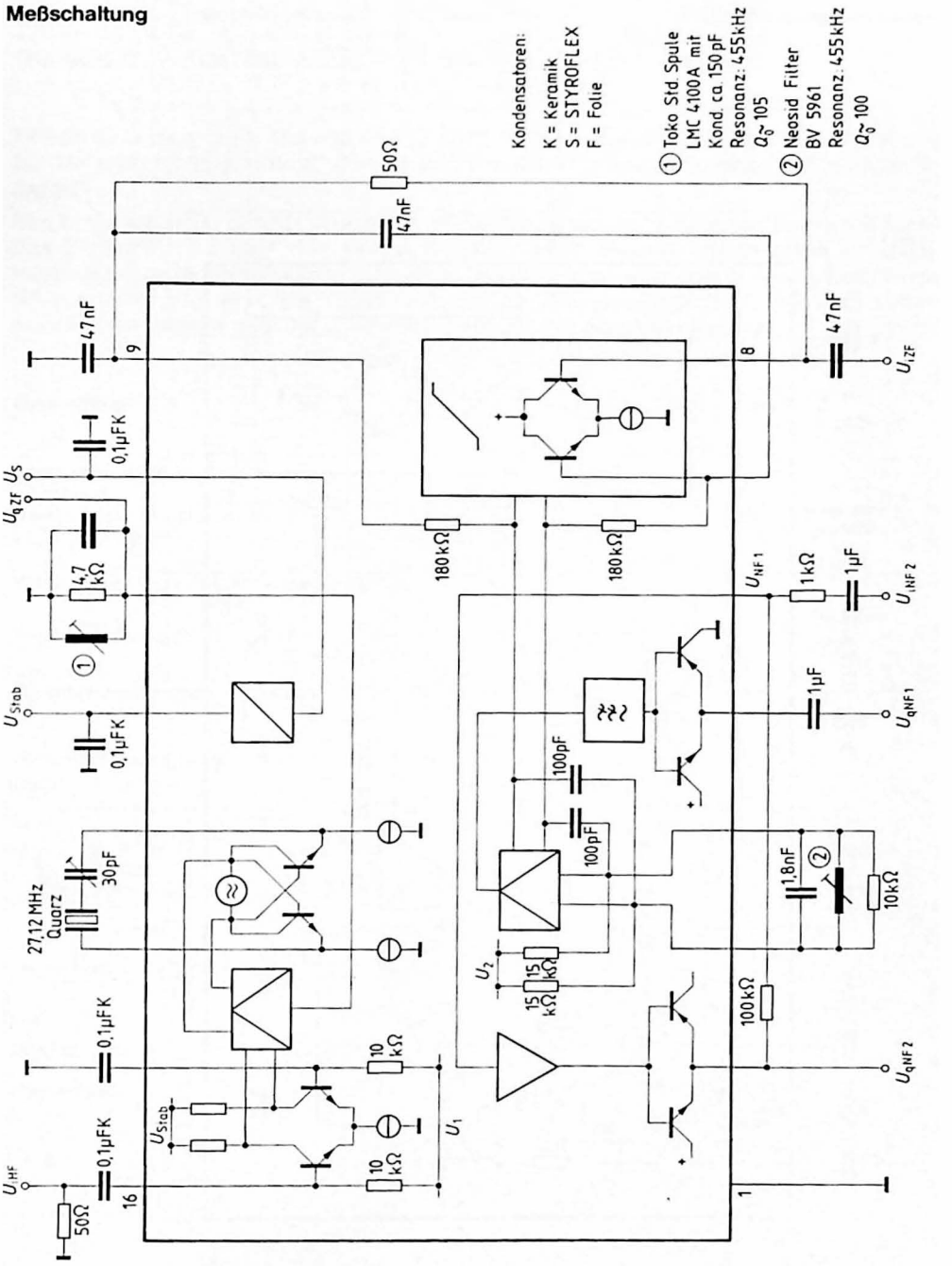
Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3	12	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−30	80	°C

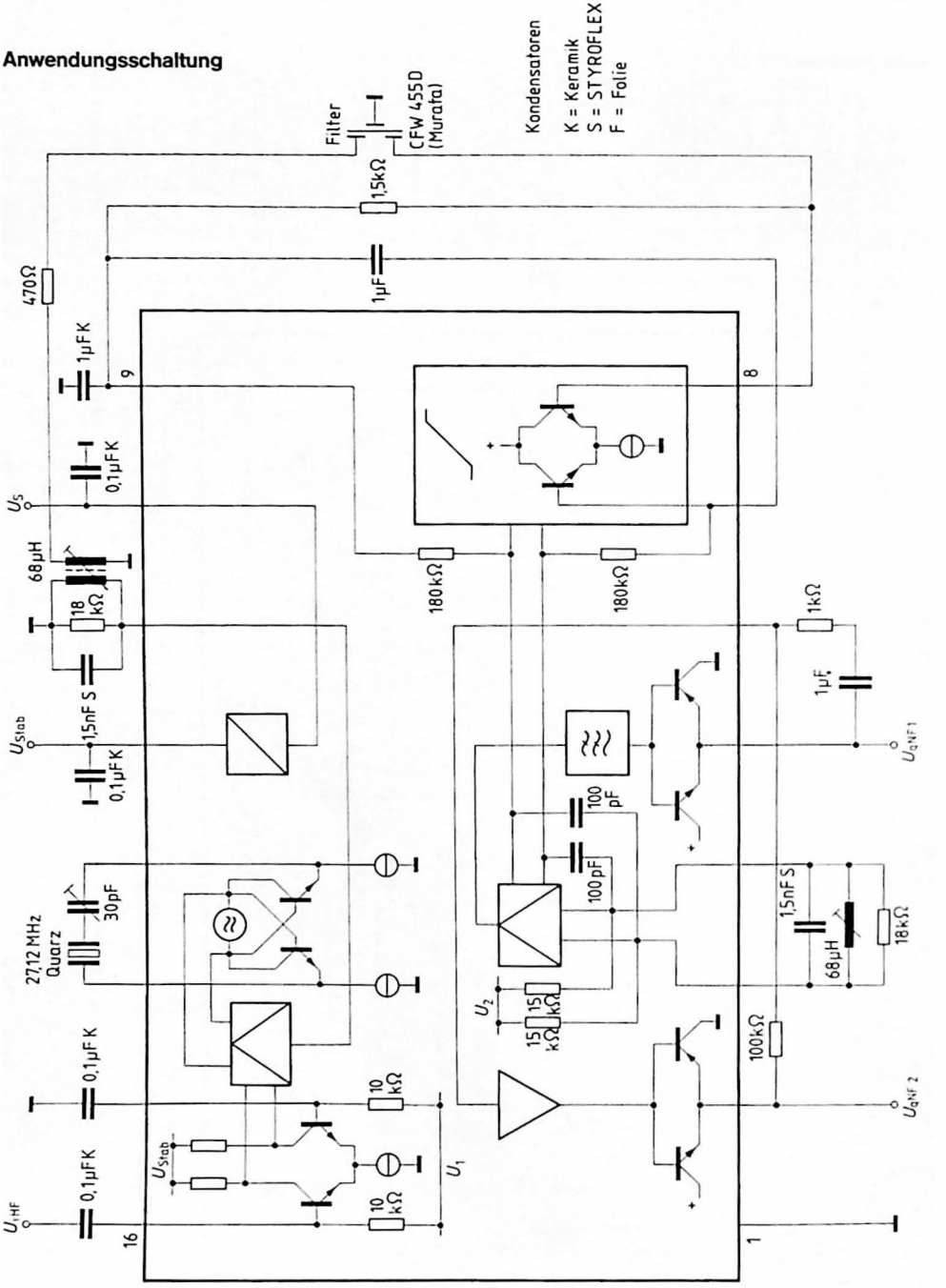
Elektrische Kenndaten $U_S = 4{,}5$ V; $T_U = -30$ °C bis 60 °C		Prüfbedingungen	untere Grenze	typ	obere Grenze	
Stromaufnahme	I_S			2,7	4,0	mA
Referenzspannung	U_{Stab}		1,4	1,9	2,6	V
HF-Vorstufe						
Verstärkung	V_U	$f_i = 10...50$ MHz*) (−3 dB)	36	42	48	dB
Eingangsimpedanz	Z_i			10//3		kΩ//pF
Rauschzahl	F			6		dB
Begrenzerverstärker bei $\Delta f = \pm 2{,}8$ kHz, $f_{iZF} = 455$ kHz $f_{mod} = 1$ kHz, $U_{iZF\,eff} = 10$ mV, $Q_B \approx 15$:						
Eingangswiderstand	R_i			20		kΩ
ZF-Bandbreite	B_{ZF}	$U_{qNF1} = -3$ dB	500			kHz
Begrenzungseinsatz	$U_{Begr\,eff}$			10	30	µV
AM-Unterdrückung	AMU	$m = 30\%$	40			dB
NF-Ausgangsspannung	U_{qNF1}		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	R_q		300			Ω
Klirrfaktor	k			1	2	%
Signal-Störabstand	$a_{S/N}$			40		dB
NF-Bandbreite	B_{NF}	$U_{qNF1} = -3$ dB	20	35		kHz
NF-Verstärker						
Verstärkung	V_U	$U_{iNF} = 1$ mV	31	37	43	dB
Min. Lastwiderstand	R_L		1			kΩ
Eingangsimpedanz	R_i		10			kΩ
Signalstörabstand	$a_{S/N}$			40		dB

*) abhängig von Außenbeschaltung

Meßschaltung



Anwendungsschaltung



Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TBB 2469 G	Q67000-A2392	MIDIP 20 (SO-20 L)	31

TBB 2469 G ist eine FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Sie eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals.

Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem Begrenzungsverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzmodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß einem NF-Verstärker zugeführt. Die Verstärkung und der Frequenzgang des 1. Verstärkers kann extern eingestellt werden. Der 2. Verstärker enthält die Lautstärkeregelung.

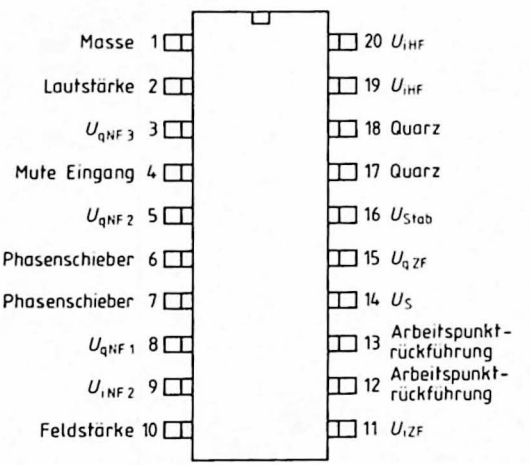
Grenzdaten

		untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S	0	15	V
Laststrom	I_{Stab}	0	50	µA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−40	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3	12	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−30	80	°C

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

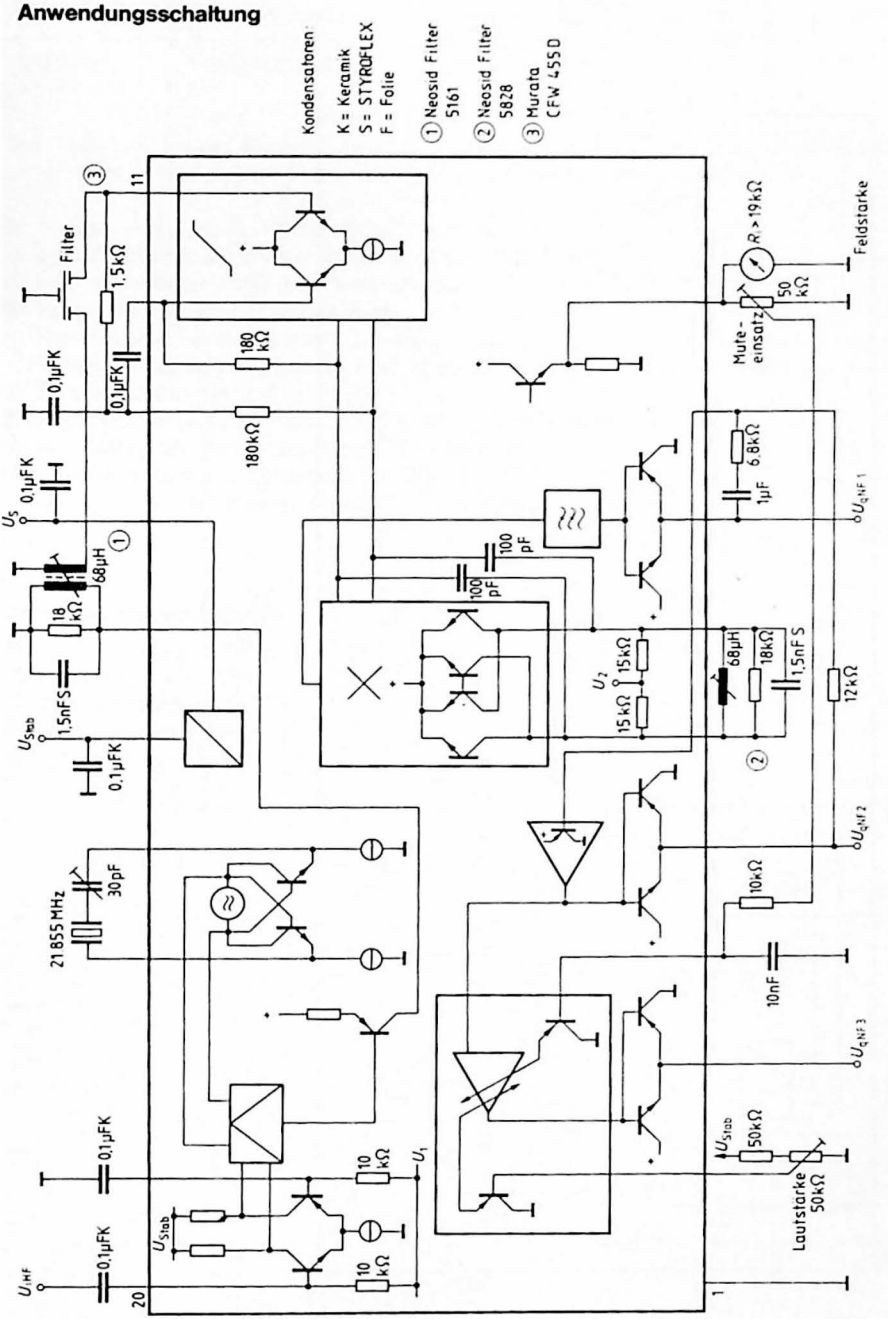


Elektrische Kenndaten $U_S = 4{,}5$ V, $T_U = -30$ °C bis 60 °C		Prüfbedingungen	untere Grenze	typ	obere Grenze	
Stromaufnahme	I_S			3,0	5,0	mA
Referenzspannung	U_{Stab}		1,4	1,9	2,6	V
HF-Vorstufe						
Verstärkung	V_U	$f_i = 10...50$ MHz*) (−3 dB)	36	42	48	dB
Eingangsimpedanz	Z_i			10//3		kΩ//pF
Rauschzahl	F			6		dB
Begrenzerverstärker bei $\Delta f = \pm 2{,}8$ kHz; $f_{i\,ZF} = 455$ kHz $f_{mod} = 1$ kHz, $U_{i\,ZF\,eff} = 10$ mV, $Q_B \approx 15$						
Eingangswiderstand	R_i			20		kΩ
ZF-Bandbreite	B_{ZF}	$U_{q\,NF1} = -3$ dB	500			kHz
AM-Unterdrückung	AMU	$m = 30\%$	40			dB
Signal-Störabstand	$a_{S/N}$			40		dB
Feldstärke	U_{10}	$U_{i\,ZF} = 0$ V			100	mV
	U_{10}	$U_{i\,ZF} = 10$ mV		1,9		V
NF-Ausgangsspannung	$U_{q\,NF1}$		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	R_{q1}		300			Ω
NF-Bandbreite	B_{NF}	$U_{q\,NF1} = -3$ dB	20	35		kHz
Klirrfaktor	k			1	2	%
NF-Verstärker 2						
Verstärkung	V_U	$U_{i\,NF1} = 1$ mV		37		dB
min. Lastwiderstand	R_{q2}		1			kΩ
Eingangsimpedanz	R_i		10			kΩ
Signalstörabstand	$a_{S/N}$			40		dB
Klirrfaktor*)	k			2		%
NF-Verstärker 3						
Verstärkung	V_U	$U_2 = 0$ V, $U_{11} = 1$ V		10		dB
Max. Ausgangsspannung	$U_{q\,NF3\,eff}$	$k = 10\%$			300	mV
Min. Lastwiderstand	R_{q3}		5			kΩ
Klirrfaktor*)	k			2		%
Stellumfang der Lautstärke	ΔV_L			80		dB
Geräuschspannung nach DIN 45405**)	U_N	$U_2 = 1/2\ U_{Stab}$		30	50	μVos

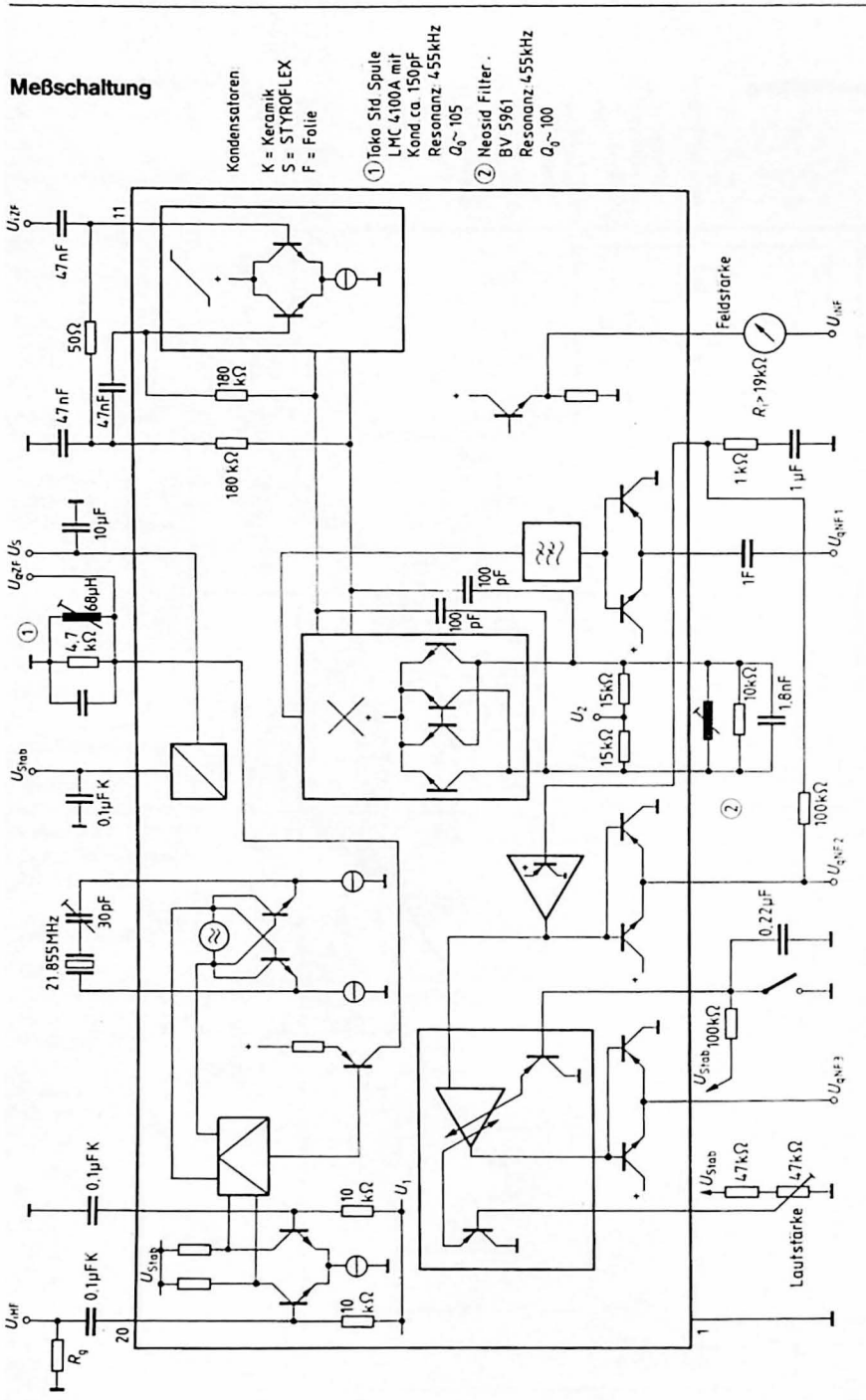
*) abhängig von Außenbeschaltung

**) AQL = 2.5

Anwendungsschaltung



Meßschaltung



Vorläufige Daten **CMOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TBB 146	Q67100-Y914	DIP 20	15

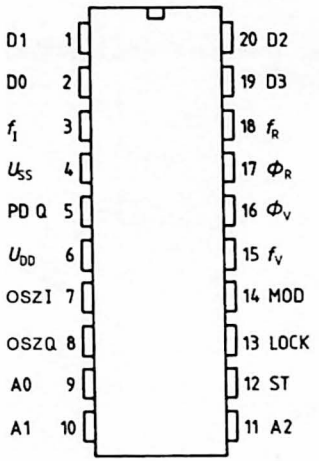
Der TBB 146 ist ein hochintegrierter CMOS-PLL-Baustein, der über einen 4-bit-Datenbus programmiert werden kann und folgende technische Merkmale aufweist:

- Versorgungsspannungsbereich 3 V bis 6 V
- Grenzfrequenz bei 5-V-Versorgungsspannung 15 MHz
- Interner oder externer Referenzoszillator
- Programmierbare Teilverhältnisse
  Referenzfrequenzteiler von 3 bis 4095
  Vergleichsfrequenzteiler von 3 bis 4095 und von 1 bis 127
- Dual-Modulus-Betrieb
- Programmierung der Frequenzteiler über 4-bit-Datenbus
- Anti-Backlash Phasendetektor und Lockdetektor
- Anschluß- und funktionsgleich zu MC 145146
  (Ausnahme: Versorgungsbereich 3 V bis 6 V gegenüber 3 V bis 9 V)

Anwendungsmöglichkeiten

- AM/FM Radio
- Schnurloses Telefon
- Vielkanalgeräte
- Navigationsgeräte
- CB- und Amateurfunk

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Eingänge			**Ausgänge**		
Symbol	Anschl. Nr.	Funktion	Symbol	Anschl. Nr.	Funktion
A0	9	} Adreßeingänge	f_R	18	} Frequenzteiler-ausgänge
A1	10		f_V	15	
A2	11		LOCK	13	Lockdetektorausgang
D0	2	} Dateneingänge	MOD	14	Umschaltimpuls für Vorteiler (Modulus Control)
D1	1				
D2	20				
D3	19		OSZ Q	8	Oszillatorausgang
f_I	3	Vergleichsfrequenz	PD Q	5	Tristate-Ausgang des Phasendetektors
OSZ I	7	Referenzfrequenz			
			Φ_R	17	} Phasendetektor-ausgänge
			Φ_V	16	
			ST	12	Übernahmesignal für Programmierung (ST = H)

Funktionsbeschreibung

Zu Beginn des Zählzyklusses werden die Frequenzteiler auf die eingestellten Werte gesetzt.

Der VCO-Teiler *A* zählt vom programmierten Wert auf 0 und schaltet, nachdem er den Wert 0 erreicht hat, den MOD-Ausgang auf H. Der MOD-Ausgang wird auf L zurückgesetzt, wenn der VCO-Teiler *N* den Wert 0 erreicht. Anschließend werden die Teiler von neuem gesetzt und der Vorgang wiederholt sich.

Im Dual-Modulus-Betrieb kann der MOD-Ausgang zur Steuerung eines Vorteilers verwendet werden (*P* bei H, *P*+1 bei L). Das effektive Gesamtteilerverhältnis ist somit $N_T = Nx \cdot P + A$. Wird *A* von 0 auf $N-1$, für jeden Wert von *N*, erhöht, so ist eine feinere Auflösung als im Signal-Modulus-Betrieb möglich.

Die Referenzfrequenz kann durch Anschluß eines Oszillators an OSZ I eingegeben oder durch Anschluß eines Schwingquarzes (plus Kondensatoren gegen U_{SS}) an die Anschlüsse OSZ I und OSZ Q intern erzeugt werden.

Zu Beginn des Zählvorgangs wird der Referenzteiler auf den eingestellten Wert (Latches 5-7) gesetzt, bei 0 angelangt, wird er von neuem programmiert und der Vorgang wiederholt sich.

Die Teilerausgänge f_R und f_V steuern den Phasen- und Lockdetektor, in denen folgende Ausgangssignale gebildet werden.

Eingangsbedingungen	PD Q	LOCK
Frequenz $f_V > f_R$	negative Impulse	negative Impulse
Frequenz $f_V < f_R$	positive Impulse	negative Impulse
Frequenz- und	hochohmiger	positives
Phasengleichheit $f_V = f_R$	Zustand	Dauersignal

Um Backlash, hervorgerufen durch den hochohmigen Zustand des PD Q-Ausgangs, zu vermeiden, werden mit jedem Zählzyklus am PD Q kurze Ausgangsimpulse je nach U_{DD} und U_{SS} bei Φ_R, Φ_V und LOCK gegen U_{SS} generiert.

Grenzdaten

		Bedingung	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	bezogen auf $U_{SS} = 0$ V	−0,3	7	V
Eingangsspannung	U_{IM}	bezogen auf $U_{SS} = 0$ V	−0,3	$U_{DD}+0,3$	V
Gesamtverlustleistung	P_{tot}			500	mW
Verlustleistung je Ausgang	P_Q			100	mW
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_s		−55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$			75	K/W

Funktionsbereich

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	bezogen auf $U_{SS} = 0$ V	3	6	V
Ruhestrom	I_{DD}	$U_{DD} = 6$ V (Ausgänge nicht beschaltet)		3,2	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		−40	85	°C

Kenndaten

$U_{DD} = 5$ V; $T_U = 25$ °C;
Spannungen bezogen auf $U_{SS} = 0$ V

		Bedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
H-Eingangsspannung	U_{IH}		0,7 U_{DD}		V
L-Eingangsspannung	U_{IL}			0,3 U_{DD}	V
H-Ausgangsspannung an LOCK, OSZ Q, PD Q	U_{QH}	$U_{IN} = U_{DD}$ oder U_{SS}	$U_{DD}-0,05$		V
L-Ausgangsspannung an LOCK, OSZ Q, PD Q	U_{QL}	$U_{IN} = U_{DD}$ oder U_{SS}		$U_{SS}+0,05$	V
Eingangsstrom	I_I			1	µA
H-Ausgangsstrom an f_R, f_V, Φ, LOCK; PD Q	I_{QH}	$U_Q = 4,6$ V; $TK = -0,35\%/K$	−0,51		mA
L-Ausgangsstrom an f_R, f_V, Φ, LOCK, PD Q	I_{QL}	$U_Q = 0,4$ V; $TK = -0,35\%/K$	0,51		mA
Leckstrom an PD Q	I_{IL}	PD Q im hochohmigen Zustand, $U_{DD} = 6$ V		±0,5	µA
Übergangszeit an f_R, f_V, Φ, LOCK, PD Q	t_{QLH}, t_{QHL}	$C_L = 50$ pF		100	ns
Impulsbreite an ST, D, A	t_W		35		ns
Ausgangsimpulsweite PD Q, Φ, f_R, f_V	t_{QW}		50	150	ns
Eingangskapazität	C_I	$U_I = 0$ V		5	pF
Ausgangskapazität OSZ Q	C_Q			6	pF

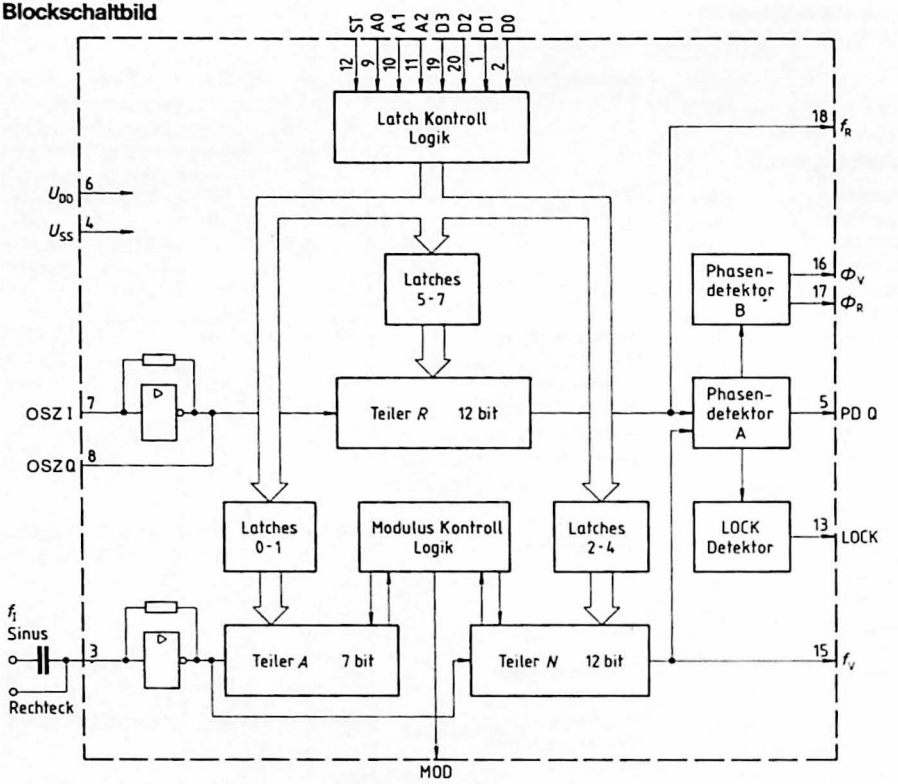
Elektrische Kenndaten

U_{DD} = 5 V; Spannungen bezogen auf U_{SS} = 0 V

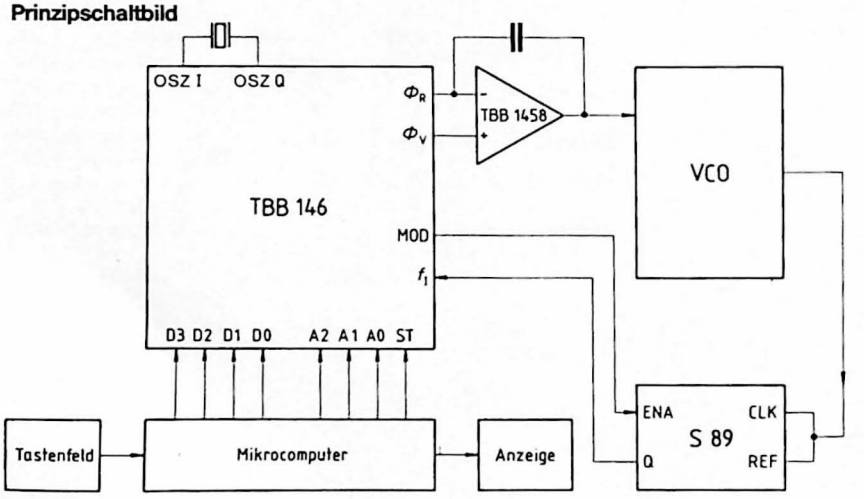
		Bedingungen	−40 °C		25 °C		85 °C		
			B	A	B	A	B	A	*)
Vergleichsfrequenz f_I									
H-Eingangsstrom	I_{IH}	} U_{DD} = 6 V		15		10		8	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}			15		10		8	µA
H-Impulsbreite	t_{WH}		25		33		33		ns
L-Impulsbreite	t_{WL}		25		33		33		ns
H-L-Übergangszeit	t_{THL}					4			µs
L-H-Übergangszeit	t_{THL}					4			µs
Betriebsfrequenz	f	Rechtecksignal $U_{DD}-U_{SS}$		19		15		15	MHz
	f	Sinussignal (Spitze – Spitze) 500 mV		18		15		15	MHz
Eingangskapazität	C_I	gegen U_{SS}		7		7		7	pF
Referenzfrequenz OSZ I									
H-Eingangsstrom	I_{IH}	} U_{DD} = 6 V		15		10		8	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}			15		10		8	µA
H-Impulsbreite	t_{WH}		15		18		23		ns
L-Impulsbreite	t_{WL}		15		18		23		ns
H-L-Übergangszeit	t_{THL}					4			µs
L-H-Übergangszeit	t_{TLH}					4			µs
Betriebsfrequenz	f	Rechtecksignal $U_{DD}-U_{SS}$		33		27		21	MHz
	f	Sinussignal (Spitze – Spitze) 500 mV		20		17		15	MHz
Eingangskapazität	C_I	gegen U_{SS}		7		7		7	pF
Modulus Control MOD									
H-Ausgangsstrom	I_{QH}	U_{QH} = 4,6 V	0,45		−0,75		0,23		mA
L-Ausgangsstrom	I_{QL}	U_{QL} = 0,4 V	0,90		1,5		0,45		mA
H-L-Übergangszeit	t_{QHL}	} C_L = 50 pF				100			ns
L-H-Übergangszeit	t_{QLH}					100			ns
H-L-Verzögerungszeit	t_{DQHL}	} gegen f_I				35			ns
L-H-Verzögerungszeit	t_{DQLH}					35			ns

*) B = untere Grenze
A = obere Grenze

Blockschaltbild



Prinzipschaltbild

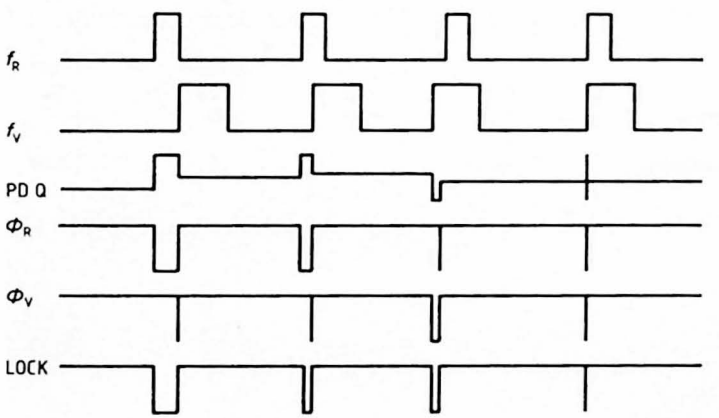


Programmiertabelle

Adreßeingänge			angewähltes Latch	Teiler	Dateneingänge			
A 2	A 1	A 0			D 0	D 1	D 2	D 3
0	0	0	0	*A*	0	1	2	3
0	0	1	1	*A*	4	5	6	—
0	1	0	2	*N*	0	1	2	3
0	1	1	3	*N*	4	5	6	7
1	0	0	4	*N*	8	9	10	11
1	0	1	5	*R*	0	1	2	3
1	1	0	6	*R*	4	5	6	7
1	1	1	7	*R*	8	9	10	11

Die Eingabedaten werden durch das Strobesignal (ST = H) übernommen.

Phasen- und Lockdetektor Impulsdiagramm



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
S 89	Q67000-H1694	DIP 14	10

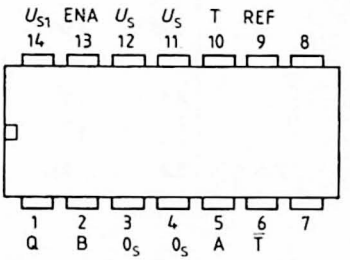
Frequenzteiler mit den wählbaren Teilerverhältnisssen 50/51, 100/101, 100/102, 200/202.
Maximale Eingangsfrequenz 500 MHz bei Teilerverhältnis 100/102 und 200/202 sowie 250 MHz bei Teilerverhältnis 50/51 und 100/101.
Der S 89 ist speziell als Vorteiler für den S 187 B geeignet.

Hauptanwendung: Vorteiler in Dual Modulus-Frequenzteilern.

Grenzdaten		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	−0,3	7	V
Eingangsspannung ENA	U_I	−0,3	15	V
Eingangsspannung A, B	U_I	−0,3	7	V
Eingangsspannung T	U_I	−0,3	U_S +0,3	V
Ausgangsspannung Q1 Ausgang gesperrt	U_{Q1}	−0,3	12	V
Fremdspannung an REF	U_I	−0,3	U_S +0,3	V
Ausgangsstrom an Q1 Ausgang leitend U_{S1} offen	I_{Q1}		4	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−30	80	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		75	K/W

Funktionsdaten		Bedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		4,5	5,5	V
Eingangsfrequenz	f_T	bei 50/51, 100/101		300[1]	MHz
Eingangsfrequenz	f_T	bei 100/102, 200/202		500[1]	MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	f_T	bei 50/51, 100/101	20[1]		MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	f_T	bei 100/101, 200/202	20[1]		MHz

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



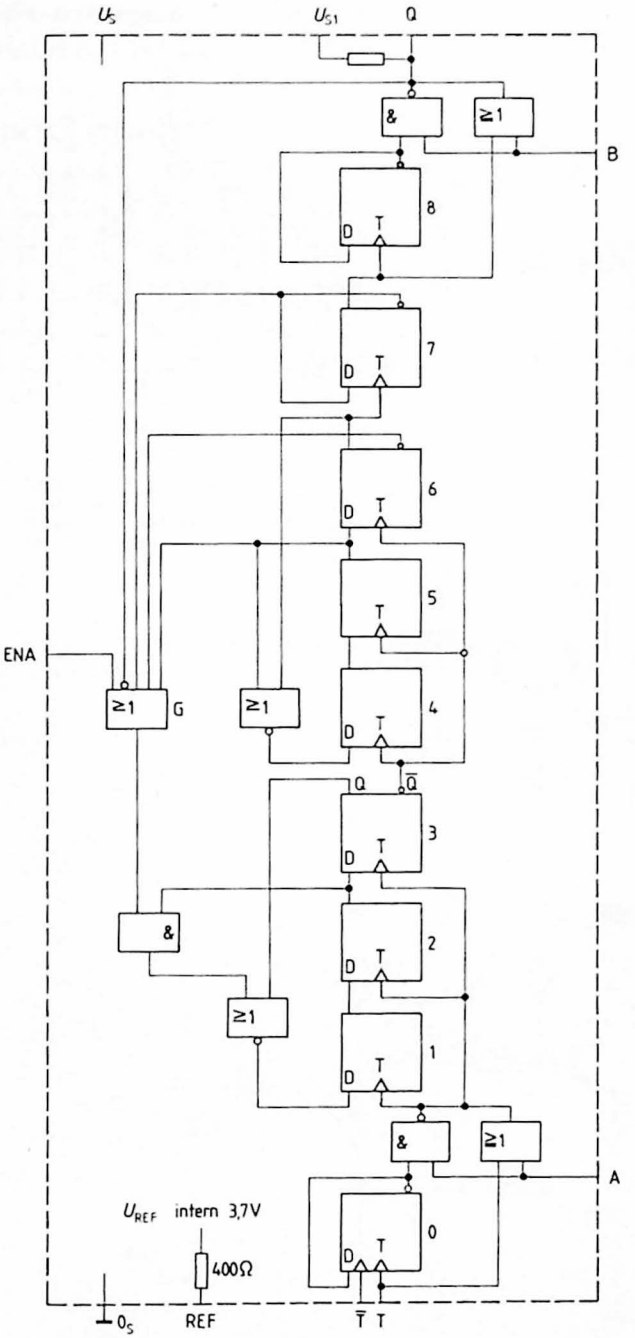
1) Amplitude (SS) an T : 250 mV $\leq U_{T\,SS} \leq$ 400 mV; U_S: 4,75 $\leq U_S \leq$ 5,5 V

Kenndaten im Betriebsbereich $U_S = 5$ V, $T_U = -30$ °C bis 80 °C		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		4,75	5	5,25	V
Speisestrom	I_S	Eing., Ausg. offen		55	85	mA
L-Eingangsspannung an ENA	U_{IL}				1	V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = -30$ °C	3,2			V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = 25$ °C	3,0			V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = 80$ °C	2,8			V
H-Eingangsstrom an ENA	I_{IH}	$U_{ENA} = U_{ENAH} = f(T_U)$		0,17	0,3	mA
H-Eingangsstrom an ENA	I_{IH}	$U_{ENA} = 9$ V		1,7	3	mA
L-Eingangsspannung an A bzw. B	U_{IL}				1,5	V
H-Eingangsspannung an A bzw. B	U_{IH}		$U_S - 0{,}1$		$U_S + 0{,}1$	V
H-Eingangsstrom an A bzw. B	I_{IH}	$U_{AB} = U_S$		0,5	1	mA
Schwellenspannung an T	U_T	$U_S = 5$ V		3,7		V
Schaltspannungshub an T statisch (T und REF verbunden)	U_{TSS}		250		1600	mV
Schaltspannungshub an T bei 500 MHz (T und REF verbunden)	U_{TSS}	$U_S = 5$ V	250		400	mV
Ausgangsspannung an Q	U_Q	$I_{Q1} = 3{,}2$ mA			0,5	V
	U_Q	$U_{S1} = 11{,}5$ V $I_{S1} < 100$ µA			2	V
R zwischen Q und U_{S1}	R_Q	$T_U = 25$ °C	2,0	2,5	3,2	kΩ

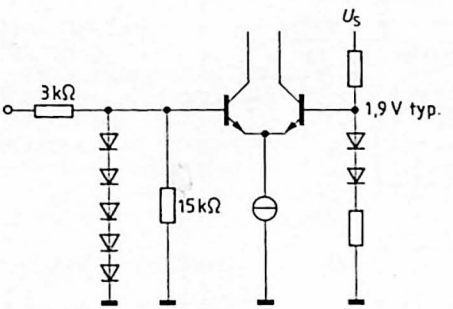
Wahrheitstabelle

A	B	ENA	f_T/f_Q	Eingangsfrequenz MHz min.	max
H	H	H	200		
H	H	L	202		
H	L	H	100	40	500
H	L	L	102		
L	H	H	100		
L	H	L	101		
L	L	H	50	20	250
L	L	L	51		

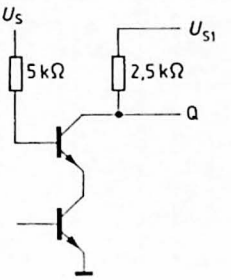
Blockschaltbild



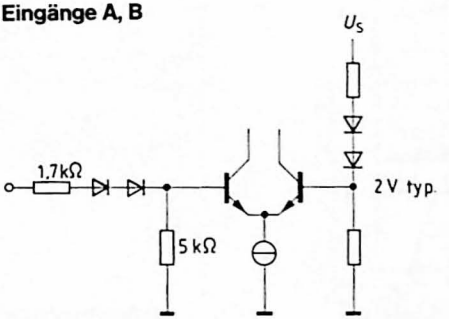
Eingang ENA



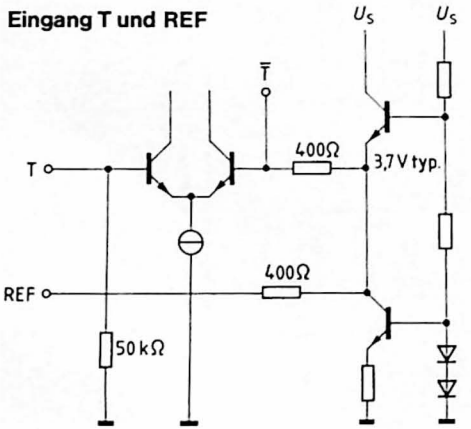
Ausgänge Q und U_{S1}



Eingänge A, B

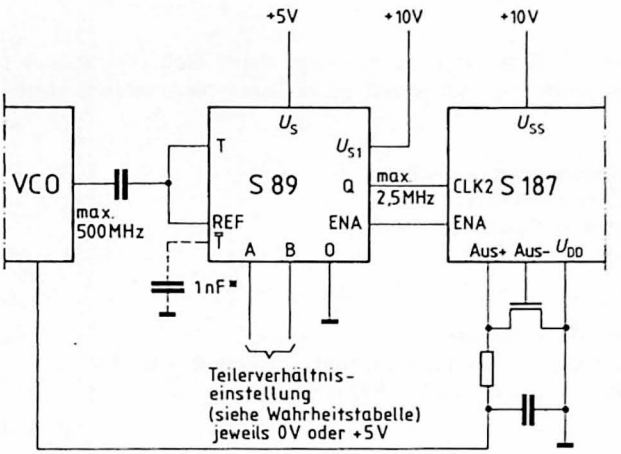


Eingang T und REF



Anwendungsbeispiel

Vorteiler für PLL-Bausteine S 187 B/C



*) Kondensator ist nur bei Betrieb in der Nähe der Grenzfrequenz und der Grenzeingangsempfindlichkeit notwendig.

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
S 187 B	Q67100-Y199	DIP 28	19
S 187 C	Q67100-Y868		

Der S 187 ist ein hochintegrierter MOS-Baustein in p-Kanal-Metal-Gate-Technik mit Enhancement- und Depletion-Transistoren mit folgenden besonderen technischen Merkmalen:

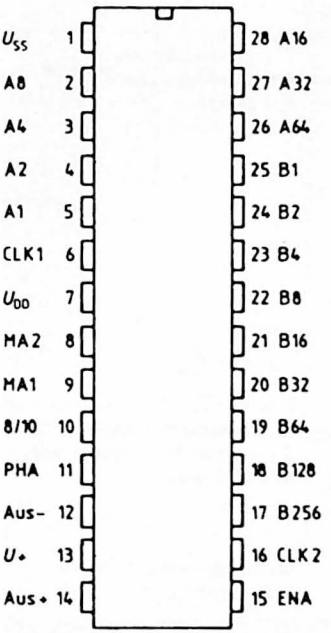
- Mehr als 500 000 verschiedene Frequenzen einstellbar
- 8 verschiedene Referenzfrequenzen einstellbar
- Hohe Flexibilität durch entsprechende Codierung
- Hohe Referenz-Eingangsfrequenz
- Integrierter Phasen-Komparator
- Einfache 10-V-Versorgung
- Niedrige Verlustleistung auch bei hohen Frequenzen
- Zur Frequenzeinstellung speziell geeignete programmierbare Diodenmatrix S 353
- Speziell geeigneter Vorteiler S 89 zur Erweiterung bis 500 MHz

Anwendungsmöglichkeiten

- Vielkanalgeräte
- Navigationsgeräte
- Citizen Band Radio
- Scanning Receiver
- Signal-Generatoren

Für Neuentwicklungen siehe TBB 146

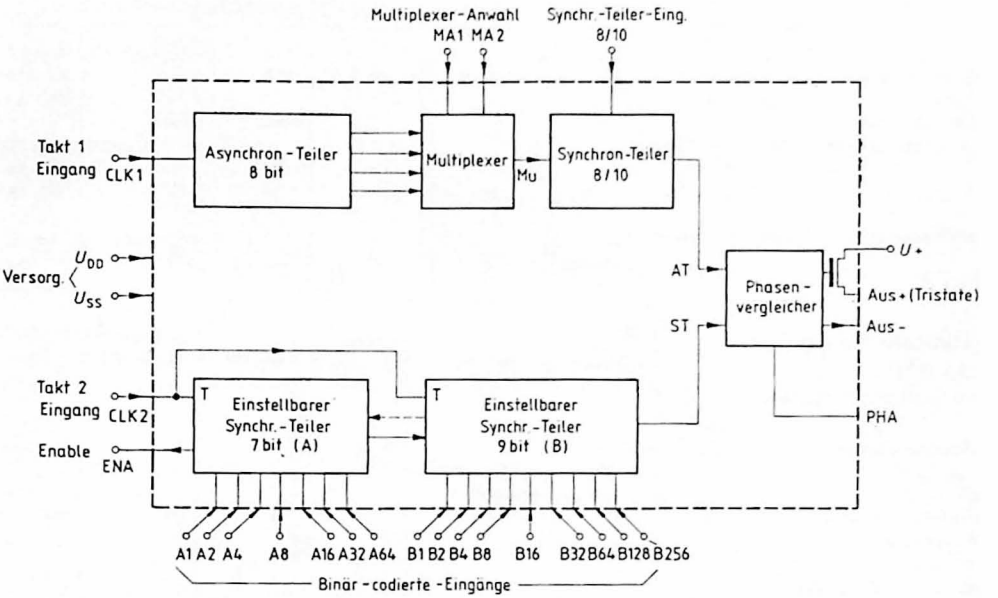
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



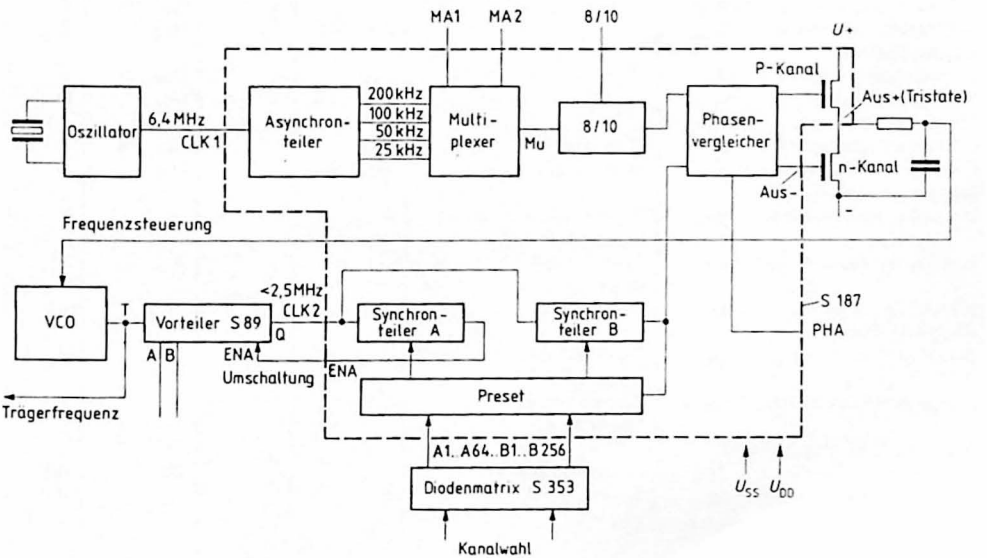
Anschlußbezeichnungen

Eingänge			Ausgänge		
Kurz-bez.	An-schluß		Kurz-bez.	An-schluß	
A 1	5	Binär-codierte Eingänge für einstellbaren Synchron-Teiler (A) 7-bit	ENA	15	Freigabe-Ausgang
A 2	4		PHA	11	Phasenvergleicher-Ausgang
A 4	3				
A 8	2				
A 16	28				
A 32	27				
A 64	26				
B 1	25	Binär-codierte Eingänge für einstellbaren Synchron-Teiler (B) 9-bit			
B 2	24				
B 4	23				
B 8	22				
B 16	21				
B 32	20				
B 64	19				
B 128	18				
B 256	17		AUS+	14	Drain Anschluß eines externen Enhancement n-Kanal-MOS-Transistors zur Bildung einer Tristate-Stufe
CLK 1	6	Takt-Eingang 1 für Asynchronteiler (max. 6,4 MHz)			
CLK 2	16	Takt-Eingang 2 für Synchronteiler (max. 2,5 MHz)			
8/10	10	Teilereinstellung 8 oder 10 für Asynchronteiler	AUS−	12	Gateanschluß für externen n-Kanal MOS-FET
MA 1	9	Multiplex-Anwahl 1 und 2			
MA 2	8		$U+$	13	Source-Anschluß des internen p-Kanal-MOS-FET. Anschluß einer zusätzlich gesiebten Spannung zur Störungsverminderung am Tiefpaß.
U_{SS}	1	Versorgung			
U_{DD}	7				

Blockschaltbild



Prinzipschaltung eines Trägerfrequenzgenerators mit S 89, S 187 und S 353



Grenzdaten

		Bedingung	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	bezogen auf $U_{SS} = 0$ V	−15	0,3	V
Spannung an allen Anschlüssen	U	bezogen auf $U_{SS} = 0$ V	−15	0,3	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_s		−40	125	°C
Umgebungstemperatur im Betrieb					
S 187 B	T_U		−20	70	°C
S 187 C	T_U		−30	80	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$			50	K/W

Statische Kenndaten

$U_{SS} = 10$ V
im Temperaturbereich

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung $U_{SS\,typ} = 10$ V	U_{SS}	$U_{DD} = 0$ V als Masse und Referenzspannung verwendet	9	10	11	V
Stromaufnahme	I_{SS}			8	35	mA
Eingänge A1 bis A 64, B1 bis B 256, 8/10						
L-Widerstand	R_{IL}	$C_e = 10$ pF gegen U_{SS}	0		3	kΩ
H-Widerstand	R_{IH}		100		∞	kΩ
Eingangsstrom	I_{IL}	(Kurzschluß gegen U_{DD} bei $U_{SS} = 10$ V)			500	µA
Eingang CLK1						
L-Eingangsspannung	U_{IL}		U_{DD}		$U_{SS} - 8$	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS} - 0{,}5$		U_{SS}	V
Eingang CLK2						
L-Eingangsspannung	U_{IL}		U_{DD}		$U_{SS} - 8$	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS} - 0{,}5$		U_{SS}	V
Eingänge MA1, MA2						
L-Eingangsspannung	U_{IL}	$C_e = 10$ pF	U_{DD}		$U_{SS} - 8$	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	gegen U_{SS}	$U_{SS} - 0{,}5$		U_{SS}	V
Ausgänge AUS +, AUS−						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 1$ mA, $U_{SS} = 10$ V	9			V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = -1$ mA, $U_{SS} = 10$ V			4	V
L/H-Ausgangsstrom	I_Q	$T_U = 70$ °C			1	µA
Ausgang PHA						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 100$ µA, $U_{SS} = 10$ V			6,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = -1$ mA, $U_{SS} = 10$ V	6,5			V
Ausgang ENA (open-drain)						
Leckstrom	I_{QR}	Ausgang Low			20	µA
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = 3{,}5$ mA, $U_{SS} = 10$ V	5			V

Dynamische Kenndaten $U_{SS} = 10$ V, $T_U = -20$ °C bis 70 °C		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Eingangsfrequenz					
an CLK 1	f			6,5	MHz
an CLK 2	f			2,5	MHz
Eingangsimpulse					
an CLK 1	t_I	$C_e = 15$ pF	50		ns
an CLK 2	t_I	gegen U_{SS}	150		ns
Signalübergangszeit					
an CLK 1	t_T		25		ns
an CLK 2	t_T		150		ns
Verzögerung ENA gegen fallende Flanke von CLK 2				300	ns

Grundfunktion

Der Frequenzaufbereitungsbaustein S 187 dient im Trägerfrequenzgenerator zur Kanalwahl. Die Trägerfrequenz wird durch einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) erzeugt und nach (je nach Kanal) **einstellbarer Teilung** mit einer quarzstabilen Referenzfrequenz verglichen. Die Ausgangsspannung des Frequenzvergleichers steuert den VCO.

Durch Wahl der Teilung kann die Trägerfrequenz auf ein bestimmtes Vielfaches der Referenzfrequenz eingestellt werden.

Aufbau und Funktion

Siehe Blockschaltbild eines Trägerfrequenzgenerators mit Angabe des im S 187 integrierten Teils.

Folgende Funktionen sind enthalten:

1. 8stufiger Asynchronteiler, Eingangsfrequenz max. 6,4 MHz, Ausgangsfrequenz wählbar 200, 100, 50, 25 kHz
2. umstellbarer 8/10-Teiler

   1) und 2) liefern zusammen die quarzstabile Referenzfrequenz (8 Möglichkeiten).
3. Vollprogrammierbarer Synchronteiler aus zwei zusammenhängenden Teilern A und B, Eingangsfrequenz $\leq$ 2,5 MHz.

3.1 7stufiger Teiler A, einstellbar zwischen 0 bis 127-Teilung. Dieser Teiler wird nach Ablauf angehalten und durch Teiler B rückgesetzt und angestoßen. Er liefert dadurch das Umschaltsignal für einen Vorteiler, mit dessen Hilfe eine noniusartige Teilung entsteht, wodurch die Vergleichsfrequenz höher eingestellt werden kann. Das Umschaltsignal (Ausgang ENA) muß deshalb synchron zum Eingangstakt sein (Verzögerung $<$ 300 ns). Das Umschaltsignal ENA hat deshalb die gleiche Frequenz wie der Ausgang des Teilers B, während das Tastverhältnis durch die Teilung bei A (ENA = L) und die Differenz zwischen Teilung bei B und Teilung bei A (ENA = H) bestimmt wird. Ist Teilung bei A = 0, liegt ENA immer auf H-Zustand.

3.2 9stufiger Teiler B, einstellbar zwischen 2 bis 513-Teilung. Dieser Teiler setzt sich selbst und Teiler A nach Ablauf zurück. Er liefert die geteilte Trägerfrequenz für den Phasenvergleicher.

4. Der Phasenvergleicher (siehe Abbildung) nimmt den Frequenzvergleich vor. Er besitzt drei mögliche Ausgangskombinationen (siehe Wahrheitstabelle 1) zwischen denen er, durch 0 → 1-Flanken an den Eingängen gesteuert, umschaltet (siehe Wahrheitstabelle 2).

   Sind die Eingangsfrequenzen unterschiedlich, schaltet das führende Signal den Ausgang auf seiner Seite (AT Aus +, ST Aus −) nach „1", wo er so lange bleibt, bis ihn das andere Signal nach „0" zurückschaltet.

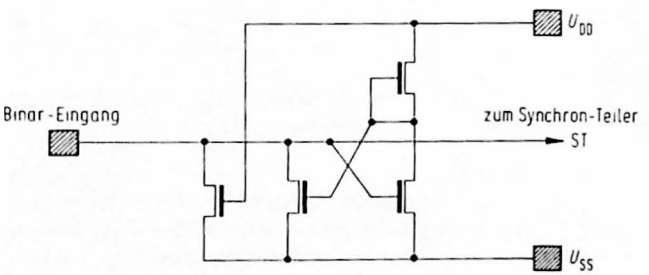
   Sind beide Frequenzen gleich, aber in verschiedener Phase, wird auf der führenden Seite in jedem Takt ein Ausgangsimpuls der Breite des Phasenunterschieds erzeugt. Liegen die beiden 0 → 1-Flanken an beiden Eingängen innerhalb der Totzeit, so bleibt der Phasenvergleicher im „0"-Zustand.

Der Phasenvergleicher steuert ein Komplementär-Tristate-Gatter, wobei der interne p-Kanal-Transistor vom +Ausgang und der externe n-Kanal-Transistor vom invertierten — Ausgang angesteuert werden. Der Integrationskondensator wird also im „H"-Zustand aufgeladen, im „L"-Zustand entladen, während er im „0"-Zustand hochohmig abgeschlossen ist. Die Kondensatorspannung und damit die Frequenz des VCO ändert sich also so lange, bis die 0 → 1-Flanken an beiden Eingängen innerhalb einer Totzeit des Phasenvergleichers liegen.

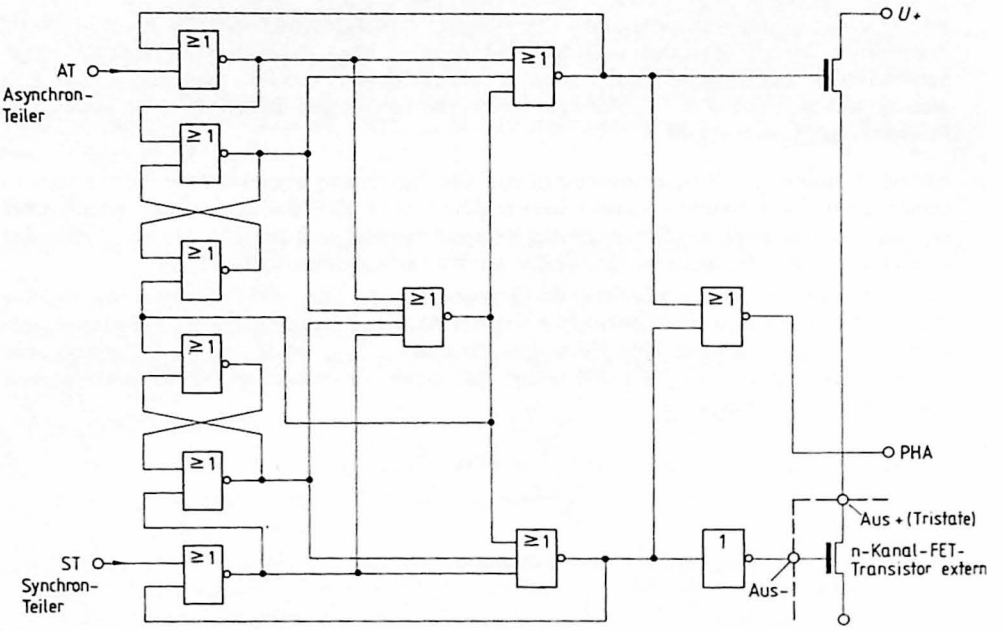
5. Aktiv-p-Funktion der Programmiereingänge. Die Zuordnung von einzelnen Frequenzen zu bestimmten Sprechkanälen kann extern durch eine 10 x 16 Diodenmatrix geschehen, welche die ausgewählten Programmiereingänge niederohmig mit dem negativen Potential verbindet (L) und die nicht ausgewählten nur mit Leckströmen belastet (H).

   Im Worst Case ist dazu äquivalent: 5 kΩ gegen U_{DD} (L) bzw. 100 kΩ gegen U_{DD} (H). Die Programmiereingänge sind deshalb mit einer Aktiv-p-Schaltung (siehe Abbildung) versehen, die im H-Zustand eine Eingangsspannung $> U_{SS} - 1$ V und im L-Zustand eine Eingangsspannung $< U_{DD} + 1$ V erzeugt. Auf diese Weise werden die verschiedensten Ansteuerungen ermöglicht.

Aktiv - p - Beschaltung der Programmiereingänge



Phasenvergleicher



Wahrheitstabelle 1 Phasenvergleicher

Zustand des Phasenvergleichers	Ausgang +	Ausgang –	Bemerkung
H	1	0	interner p-Kanal-MOS-FET leitend
L	0	1	externer n-Kanal-MOS-FET leitend
0	0	0	beide Transistoren sperren

Wahrheitstabelle 2 Phasenvergleicher

Ausgangs-Zustand des Phasen vergleichers	Neuer Zustand nach 0 → 1-Flanke bei Eingang	
	AT	ST
H	H	0
0	H	L
L	0	L

Wahrheitstabelle 3 Referenzfrequenzteiler

Eingänge MA1	MA2	8/10	Teilungs-faktor
L	L	L	2048
H	L	L	1024
L	H	L	512
H	H	L	256
L	L	H	2560
H	L	H	1280
L	H	H	640
H	H	H	320

Wahrheitstabelle 4 VCO-Frequenzteiler

Teiler A Eingänge A1	A2	A4	A8	A16	A32	A64	Teilungs-faktor[1])
L	L	L	L	L	L	L	0
H	L	L	L	L	L	L	1
L	H	L	L	L	L	L	2
.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.
H	H	H	H	H	H	L	126
H	H	H	H	H	H	H	127

1) Der Ausgang ENA bleibt für die programmierte Zahl von CLK 2-Eingangsimpulsen im L-Zustand und geht dann auf H.

Teiler B Eingänge B1	B2	B4	B8	B16	B32	B64	B128	B265	Teilungs-faktor
L	L	L	L	L	L	L	L	L	512[2])
H	L	L	L	L	L	L	L	L	513
L	H	L	L	L	L	L	L	L	2
H	H	L	L	L	L	L	L	L	3
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
H	H	H	H	H	H	H	H	L	510
H	H	H	H	H	H	H	H	H	511

2) Ist der Zähler B gleich Null, wird mit dem nächsten CLK 2-Eingangsimpuls die an den A- und B-Eingängen vorgewählte Binärinformation in die Zähler A und B übernommen, die von dort an rückwärts zählen. Erreicht Teiler A den Wert Null, bleibt er stehen, bis er wieder neu geladen wird. ENA = L, solange Teiler A läuft.

MOS Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
S 353	Q67000-R109	DIP 28	19

Der S 353 enthält 160 Dioden, die in einer 10 x 16-Matrix angeordnet sind. Eine NiCr-Sicherung ist zur Programmierung mit der Diode in Serie geschaltet.

Die Matrix eignet sich im wesentlichen für folgende Anwendungen:

1. Sie kann die aufwendige Verdrahtung bei Vorwahlschaltern ersetzen. Anstelle des vielpoligen verdrahteten Schalters tritt eine einpolige Ausführung. Schalter und Matrix werden in Reihe geschaltet.
2. Sie kann als Codierer, Decodierer und Umcodierer eingesetzt werden. Die Matrix wird dabei den entsprechenden Bausteinen vor- oder nachgeschaltet bzw. zwischen die Bausteine gelegt. Das elektrische Niveau wird dabei nur um eine Diodenspannung verändert. Die elektrische Verbindung bleibt dabei erhalten.
3. Der Baustein erfordert MOS-Handhabung, um unerwünschte Programmierung zu vermeiden.

   Eine der wesentlichen Anwendungen ist, z. B. in Zusammenarbeit mit dem PLL-Baustein S 187 und dem Video-Impulsgenerator S 178 A, die Programmierung der Frequenzen bzw. der Zeilenzahlen zu ermöglichen.

Grenzdaten der Einzeldioden einschließlich Sicherung

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Sperrspannung	U_R	20		V
Durchlaßstrom	I_F		2	mA
Programmierstrom	I_P		70	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−40	125	°C
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25	70	°C

Elektrische Kenndaten der Einzeldioden einschließlich Sicherung
$T_U = 25\,°C$

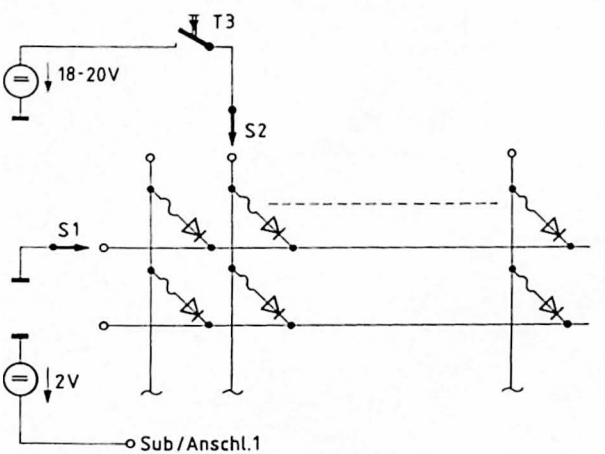
		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Sperrspannung	U_R	$I_R = 100\,\mu A$	20			V
Durchlaßspannung	U_F	$I_F = 1\,mA$		1	1,5	V
Sperrstrom	I_R	$U_R = 10\,V$		10	100	nA
Sperrstrom Ausgang*)	I_{RQ}	$U_I = 10\,V$ $U_Q = 9{,}5\,V$			10	µA
Programmierstrom	I_P	$U_Q = 20\,V$ $U_I = 0\,V$ $0_S = -2\,V$		50	70	mA
Widerstand der program. Sicherung	R		1	2		MΩ
Kapazität I – Q	C	$U_R = 10\,V$		6	8	pF
Erholzeit						

*) Sperrstrom am Ausgang, wenn alle Dioden vorhanden sind und alle Eingänge miteinander verbunden werden.

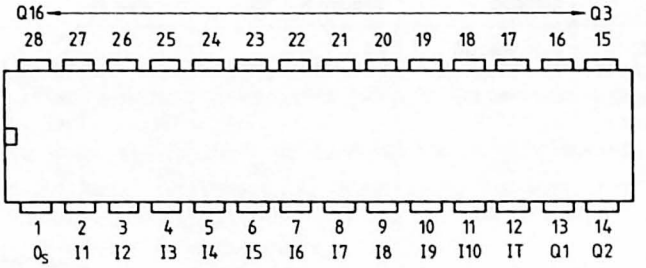
Programmierbedingungen und einfache Programmierschaltung

Mit der gezeigten Schaltung ist eine Programmierung der Matrix wie folgt möglich:

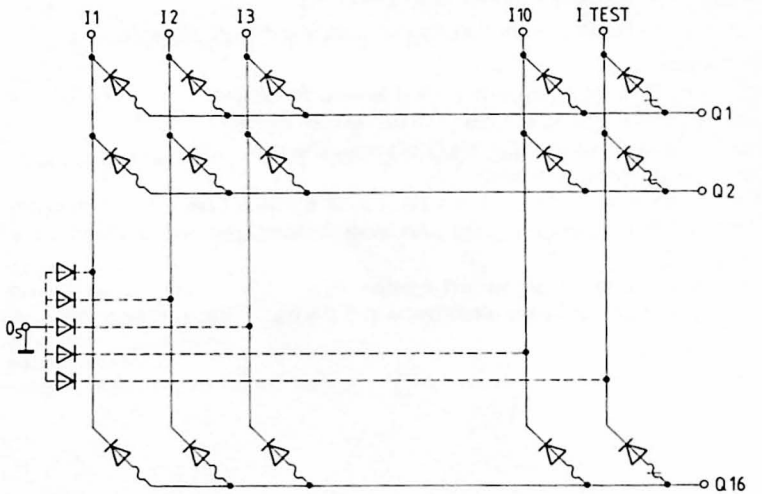
1. MOS-Handhabung beachten.
2. Anschluß 1 (Substrat) über Spannungsquelle 2 V mit Masse verbinden.
3. Mit Schalter S 1 gewünschten Eingang (I 1 bis I 10) auf Masse legen.
4. Mit Schalter S 2 gewünschten Ausgang (Q 1 bis Q 16) auswählen.
5. Mit Taster T 3 Programmiervorgang auslösen.
6. Die angegebene Spannungsquelle mit 18 V bis 20 V muß für eine Last von mindestens 300 Ω (Sicherungswiderstand) geeignet sein und eine Anstiegszeit von 0 V auf 20 V von 1 µs haben.
7. Es darf immer nur eine Sicherung programmiert werden.
8. Für die Programmierung ist eine Stromimpulsdauer von 5 ms bis 10 ms ausreichend.



Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Schaltung



Anmerkung: Eingänge dürfen nicht offen sein
$U_I < U_Q$

Ansteuerschaltungen für Motoren

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TCA 955	Q67000-A983	DIP 16	8
TCA 955 K	Q67000-A983-K	MIKROPACK 16 Anschl.	34

Der TCA 955 eignet sich zur Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren. Das Prinzip entspricht einer getakteten Regelung. Besonders hervorzuheben sind die hohe Regelgenauigkeit, der große Betriebsspannungsbereich und die mögliche Stromersparnis. Ferner besitzt die IC eine Batteriestandsanzeige.

Typische Einsatzmöglichkeiten

Drehzahlregelung in

- Tonbandgeräten
- Kassettenrecordern
- Plattenspielern
- Filmkameras
- Antrieben der Regel- und Steuerungstechnik

Grenzdaten

Betriebsspannung	U_S	16	V
Betriebsspannung (Anschluß 11 und Anschluß 15 verbunden)	U_S	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 16	I_Q	200	mA
Ausgangsstrom Anschluß 12 (LED-Ausgang)	$I_{Q\,LED}$	15	mA
Verlustleistung LED-Ausgang	$P_{Q\,LED}$	150	mW
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	85	K/W

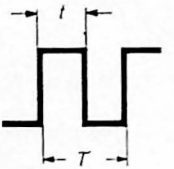
Funktionsbereich

Bei überbrückter interner Stabilisierung (Anschluß 11 und Anschluß 15 verbunden)	U_S	2 bis 6	V
Bei interner Stabilisierung (U_S an Anschluß 15)	U_S	4,8 bis 16,0	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten
$T_{ij} = 25\,°C$; $U_S = 2{,}2\,V$ bis $16{,}0\,V$

		min	typ	max	
Regelfall					
Stromaufnahme $U_S = 4{,}8\,V$	I_S		8,3	12,0	mA
$U_S = 16\,V$	I_S		15,5	24,0	mA
Stabilisierte Spannung $U_S = 4{,}8\,V$ bis $16\,V$	U_{Stab}	2,75	3,00	3,30	V
Eingangsschwelle (Anschluß 3) gegen Masse	U_I	$0{,}46 \times U_{11}$	$0{,}485 \times U_{11}$	$0{,}51 \times U_{11}$	V
Hysterese der Eingangsschwelle	ΔU_I		$0{,}015 \times U_{11}$	$0{,}03 \times U_{11}$	V
Offsetspannung (Anschluß 3-2)	U_{Offset}		11	20	mV
Eingangsstrom (Anschluß 3)	I_I			1	µA
Restspannung Ausgangstransistor					
$I_Q = 50\,mA$	U_{QL}		0,84	1,00	V
$I_Q = 100\,mA$	U_{QL}		0,92	1,25	V
Reststrom Ausgangstransistor	I_{QH}			30	µA
Tastverhältnis – Regelbereich[1])	ν	0		1	
Nenndrehzahl[2])	n	$\frac{12{,}55}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	$\frac{14{,}85}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	$\frac{17{,}64}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	U/min
Drehzahlfehler bei Tastverhältnisregelung[3]) von 0 bis 1				$\frac{0{,}224}{N \cdot p \cdot C_3}$	%
Schaltfrequenzoszillator					
Frequenz	f		$\frac{1}{0{,}4 \cdot R_2 \cdot C_4}$		Hz
Mittlere Spannung Anschluß 10	$U_{Q\,OSZ}$		$0{,}48 \times U_{11}$		V
Spannung Anschluß 11 Spitze-Spitze $U_{Q\,OSZ}$			$0{,}18 \times U_{11}$		V

1) Tastverhältnis



$\nu = \frac{t}{T}$

2) p = Polpaarzahl des Tachogenerators
3) im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator

		min	typ	max	
Batteriestandsanzeige					
Schaltschwelle	$U_{I\,ein}$			1,5	V
	$U_{I\,aus}$	1,0			V
Hysterese	H_y		220		mV
Eingangsschaltstrom	I_{ein}			0,2	µA
Restspannung LED Ausgang[1])	$U_{Q\,LED}$			0,5 + 500 x I_{LED}	V

Formeln:

Nenndrehzahl $n = \dfrac{14{,}85}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$ $\left[\dfrac{U}{min}\right]$

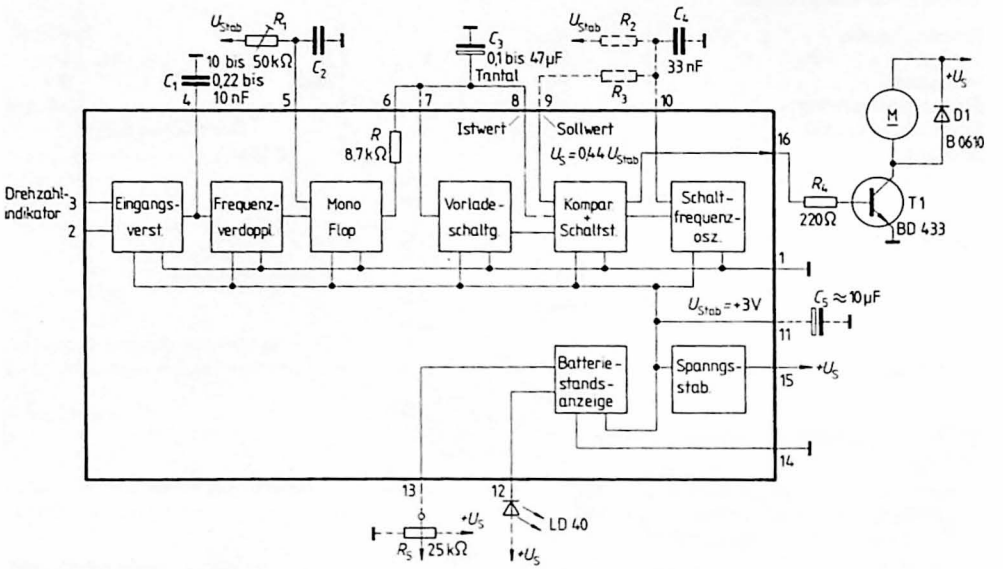
Schaltfrequenz $f = \dfrac{n \cdot p}{30}$ [Hz]

im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator.

Sollwert $U_{soll} = 0{,}44\ U_{11}$ [V]
Vorladespannung $U_F = 0{,}87 \cdot U_{soll}$ [V]
von C_3 (Anschluß 6 + 7 verbunden)

1) In der IC ist ein Schutzwiderstand von 500 Ω ± 20% vorhanden.

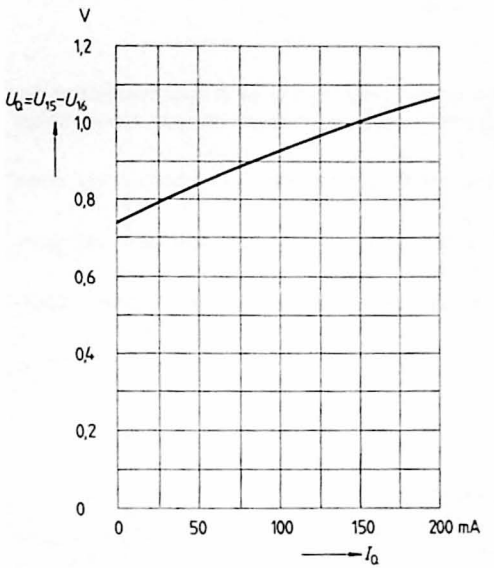
Blockschaltbild der Drehzahlregelung im TCA 955



Dimensionierungshinweise

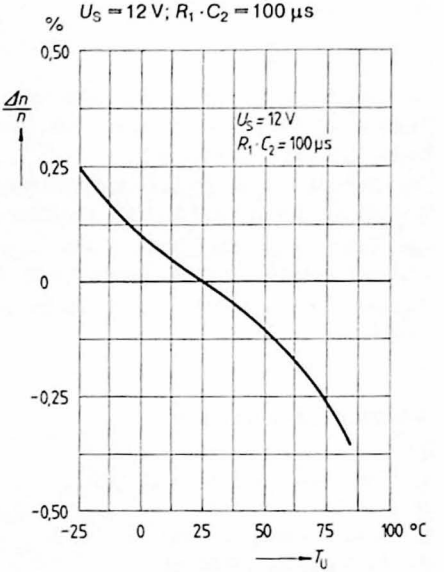
1. Die interne Spannungsstabilisierung bietet folgende Vorteile:
   - Betrieb bei stark schwankender Versorgungsspannung,
   - großer Versorgungsspannungsbereich
2. Um am Ausgang Impulse mit konstantem Tastverhältnis zu erhalten, sind am Eingang möglichst symmetrische Impulse anzulegen.
3. Es empfiehlt sich, Tachogeneratoren mit hoher Polpaarzahl zu verwenden, da hiermit die Regelgenauigkeit und eventuell die Leistungsaufnahme verbessert werden können.
4. Bei kleinen Motorzeitkonstanten kann mit dem Schaltfrequenzoszillator die Leistungsaufnahme gesenkt werden.
5. Eine höhere Genauigkeit wird erreicht, wenn anstelle C_3 ein Siebglied zweiter Ordnung eingesetzt wird.
6. Bei Verwendung von schnell anlaufenden Motoren ist mittels der Vorladeschaltung ein Überschwingen vermeidbar.

Restspannung am Ausgangstransistor $U_Q = f(I_Q)$



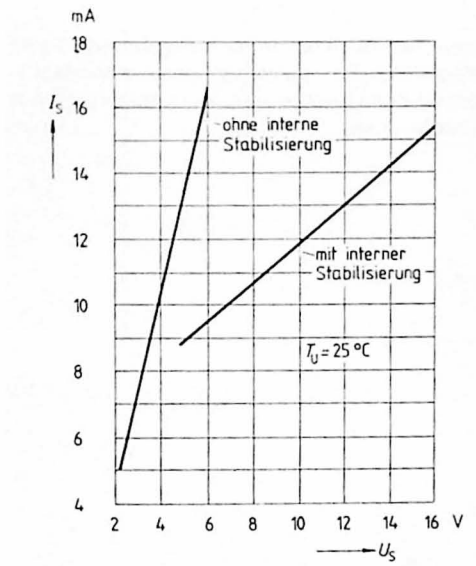
Temperaturabhängigkeit der Drehzahl $\frac{\Delta n}{n} = f(T_U)$

$U_S = 12$ V; $R_1 \cdot C_2 = 100$ µs



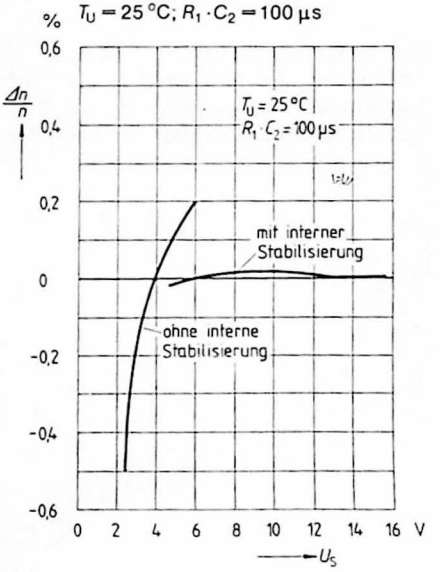
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$

$T_U = 25$ °C; $I_Q = 0$ mA



Spannungsabhängigkeit der Drehzahl $\frac{\Delta n}{n} = f(U_S)$

$T_U = 25$ °C; $R_1 \cdot C_2 = 100$ µs



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TLE 4201 A	Q67000-A2113	DIP 18-L 9	14
TLE 4201 S	Q67000-A2114	SIP 9	24

Die integrierte Schaltung TLE 4201 ist ein Doppel-Komparator, der sich insbesondere als Treiber für Gleichstrommotoren im Reversierbetrieb eignet, aber auch als universeller Leistungstreiber Einsatz findet.

Die Gegentakt-Leistungsausgangsstufen arbeiten im Schaltbetrieb und können zu einer Vollbrückenschaltung kombiniert werden.

Die Ansteuerung der Komparatoren kann sowohl analog als Fensterdiskriminator erfolgen, als auch auf sehr einfache Weise durch digitale Logik.

Typische Anwendungen sind Nachlaufsteuerungen, Servoantriebe, Stellmotoren, Laufwerke etc.

Besondere Eigenschaften

- Ausgangsstrom max. 2,5 A
- Leerlaufverstärkung typ 80 dB
- PNP-Eingangsstufen
- Hoher Eingangsgleichtaktbereich
- Hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Restspannungen
- SOA-Schutzschaltung
- Temperatursicherung

Die integrierte Schaltung TLE 4201 wird in zwei Gehäusebauformen angeboten: Beim SIP 9-Leistungsgehäuse kann die Wärme über eine Kühlfahne auf einen geeigneten Kühlkörper abgeleitet werden, beim DIP 18-L9-Gehäuse sind die Anschlüsse 10-18 thermisch mit dem Chip verbunden und sorgen für eine Wärmeableitung auf die Platine.

Blockschaltbild

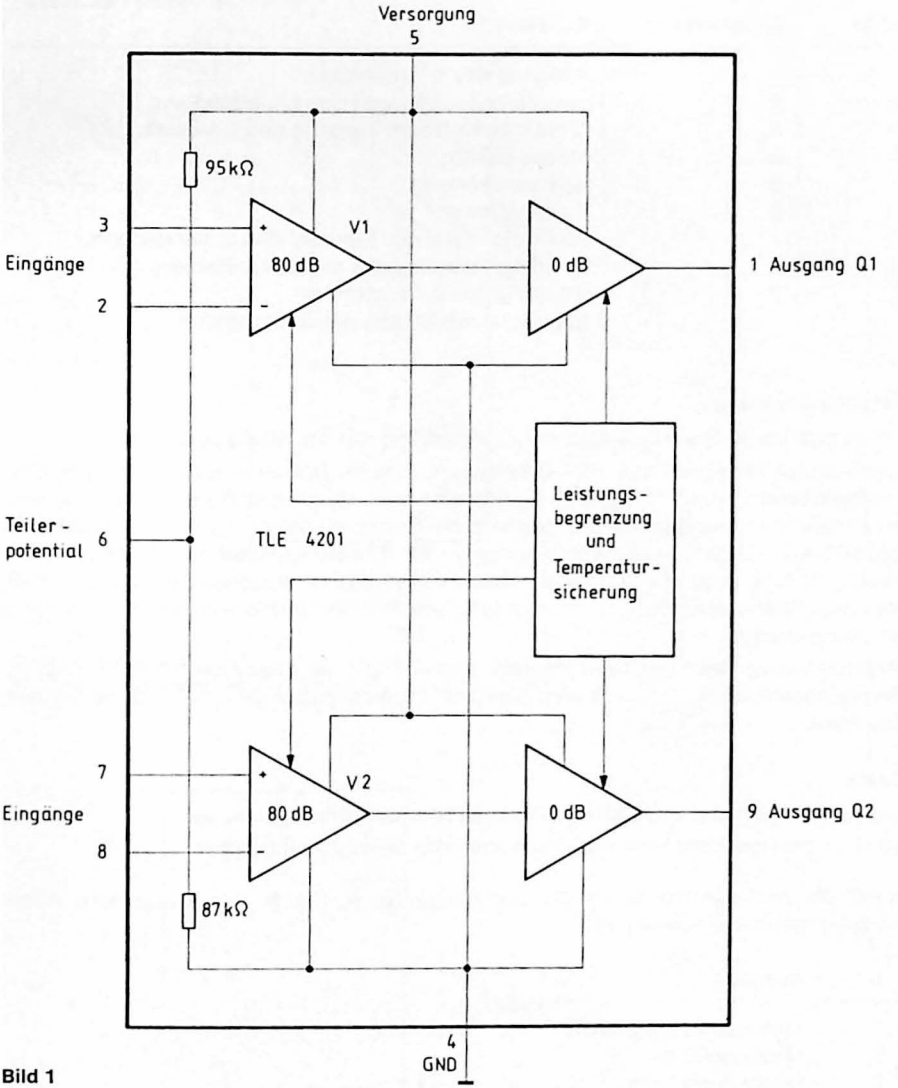


Bild 1

Anschlußbelegung

TLE 4201 A Anschluß Nr.	TLE 4201 S Anschluß Nr.	Funktion
1	1	Ausgang des 1. Verstärkers
2	2	Invertierender Eingang des 1. Verstärkers
3	3	Nicht invertierender Eingang des 1. Verstärkers
4	4	Masse (GND)
5	5	Speisespannung
6	6	Teilerpotential
7	7	Nicht invertierender Eingang des 2. Verstärkers
8	8	Invertierender Eingang des 2. Verstärkers
9	9	Ausgang des 2. Verstärkers
10–18		Masse; ist mit Anschluß 4 zu verbinden

Schaltungsbeschreibung

Die IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe U_S und eine max. Eingangsdifferenzspannung von $|U_S|$. Zur Erzielung kleiner Restspannungen wird der Senkentransistor („unterer Transistor") der Gegentakt-AB-Ausgangsstufe intern aufgestockt (Bootstrap-Betrieb). Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird die IC gegen Massekurzschlüsse gesichert. Im Störungsfall schützt bei ungenügender Kühlung oder bei Überlast-Betrieb die interne Temperatursicherung die IC vor Überhitzungen.

Für Logiksteuerungen steht ein Teilerpotential von $\approx U_S/2$ am Anschluß 6 zur Verfügung (vgl. Anwendungsschaltung 2). Damit wird die IC für Digitalschaltungen als Leistungstreiber sehr interessant.

Anwendung:

Bild 2 zeigt den Betrieb als Fensterdiskriminator mit der Steuerspannung U_I.

Das Fenster, in dem der Motor stehenbleiben soll, wird durch R_2 eingestellt.

Bild 3 zeigt die Ansteuerung durch die Logikeingänge A und B. Der Motor wird nach folgender Wahrheitstabelle gesteuert.

A	B	Ausgang
L	L	Motor steht (gebremst)
L	H	Motor dreht rechts
H	L	Motor dreht links
H	H	Motor steht (gebremst)

Anwendungsbeispiele

Betrieb als Fensterdiskriminator

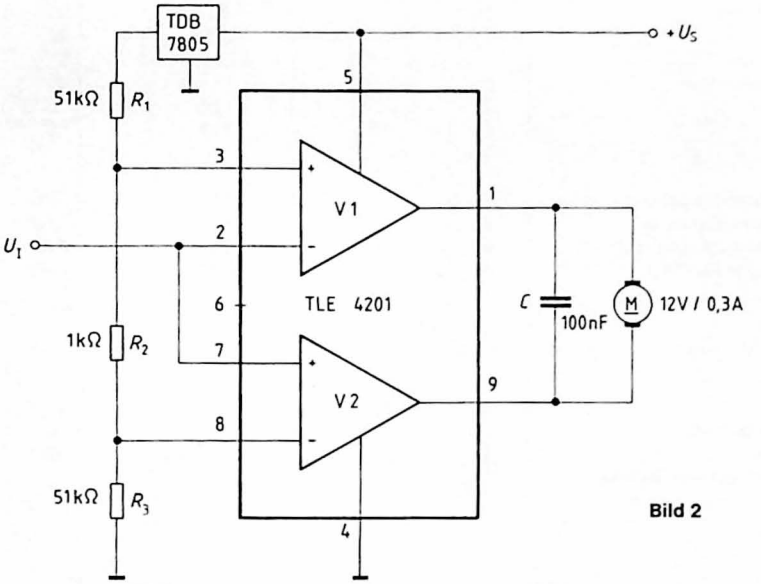


Bild 2

Digitale Steuerung

Für Eingangssignale gilt: H ≥ 0,6 U_S
L ≤ 0,3 U_S

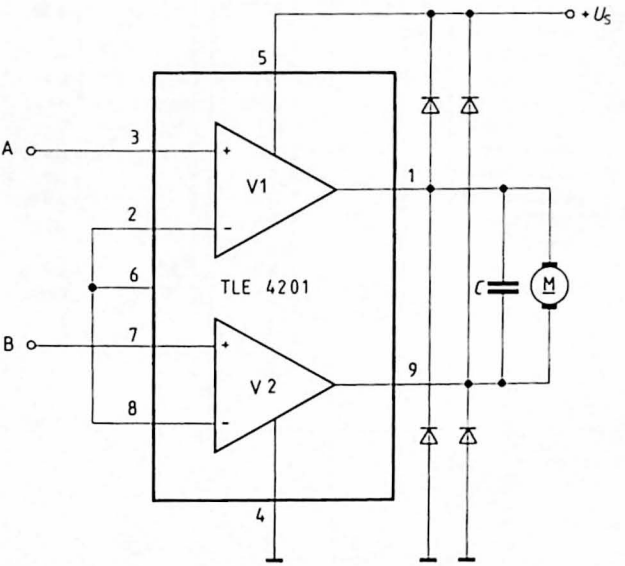


Bild 3

Grenzdaten
$T_G = -35$ °C bis 85 °C

		untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S		25	V
Speisespannung ($t \leq 50$ ms)	U_S		36	V
Ausgangsstrom	I_Q		2,5	A
Spannung der Anschlüsse 2, 3, 6, 7, 8	U	−0,3	U_S	V
Spannung der Anschlüsse 1, 9	U	−0,3		V
Sperrschichttemperatur	T_j		150	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Wärmewiderstand				
TLE 4201 S: Sperrschicht-Umgebung	$R_{th\,JU}$		65	K/W
Sperrschicht-Gehäuse	$R_{th\,JU}$		8	K/W
TLE 4201 A: Sperrschicht-Umgebung*)	$R_{th\,JU}$		60	K/W
Sperrschicht-Platine*)	$R_{th\,JU1}$		44*)	K/W

*) vgl. Bild 8

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3,5	17	V
Gehäusetemperatur im Betrieb	T_G	−35	85	°C
Spannungsverstärkung (bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)	V_U	25		dB

Kenndaten
$U_S = 13$ V, $T_G = 25$ °C

		Prüfbedingungen		untere Grenze	typ	obere Grenze	
Ruhestrom	I_S	Bild 4: S = 1			20	30	mA
Leerlaufverstärkung	V_{U0}	$f = 500$ Hz			80		dB
Eingangswiderstand	R_I	$f = 1$ kHz		1	5		MΩ
Sättigungsspannungen		Bild 5:	S1				
Quellenbetrieb (source)	U_{Q10}	$I_Q = 0{,}3$ A	1		1,0	1,1	V
		$I_Q = 1{,}0$ A	1		1,2	1,6	V
Senkenbetrieb (sink)	U_{Q20}	$I_Q = -0{,}3$ A	2		0,35	0,5	V
		$I_Q = -1{,}0$ A	2		0,7	1,0	V
Anstiegszeit von U_Q	t_r	Bild 4 und 6			1,5		µs
Abfallzeit von U_Q	t_f	Bild 4 und 6			1,5		µs
Einschaltverzögerung	t_{on}	Bild 4 und 6			3,0		µs
Ausschaltverzögerung	t_{off}	Bild 4 und 6			1,5		µs
Eingangsstrom		Bild 5					
(Anschlüsse 2, 3, 7, 8)	I_I	$U_{2,3,7,8} = 0$			1,5	3,0	µA
Eingangsoffsetspannung	U_{I0}	Bild 7		−20		20	mV

Prüf- und Meßschaltungen

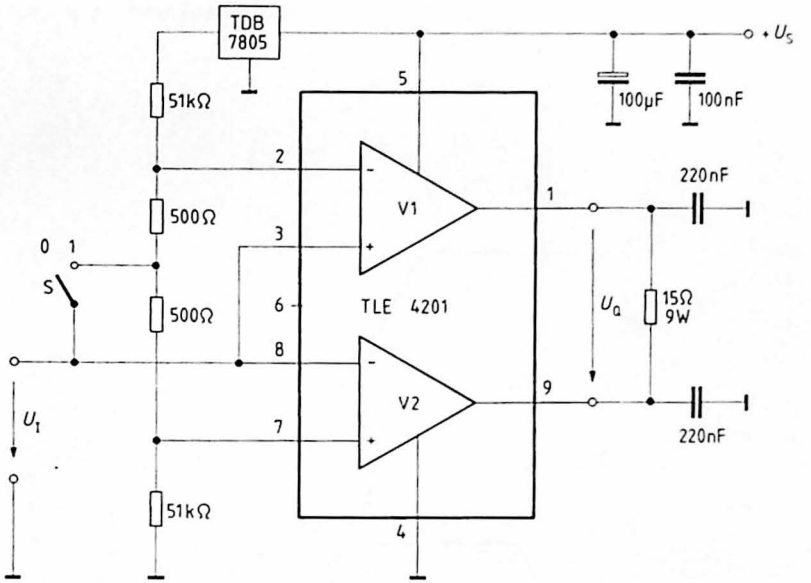


Bild 4

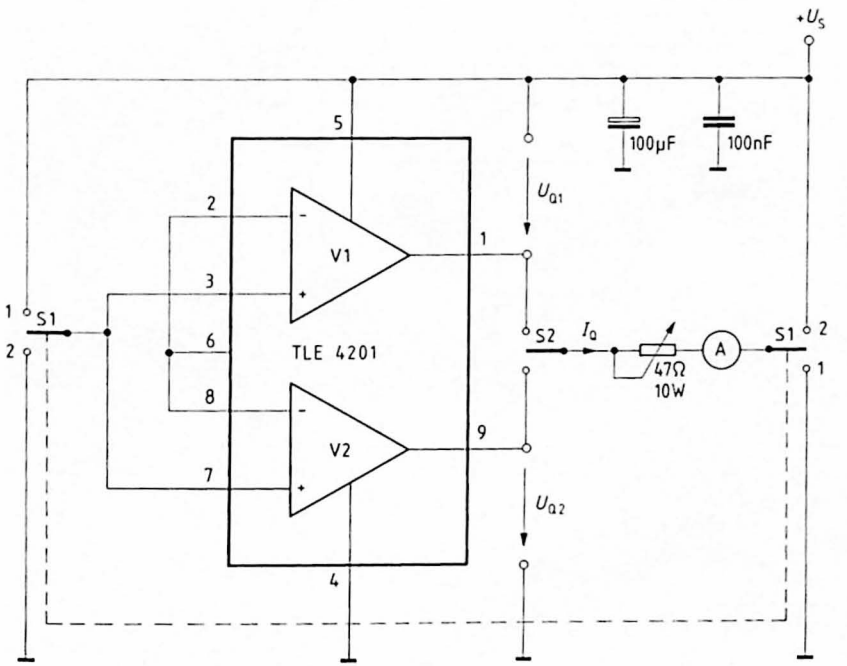


Bild 5

Impulsdiagramm

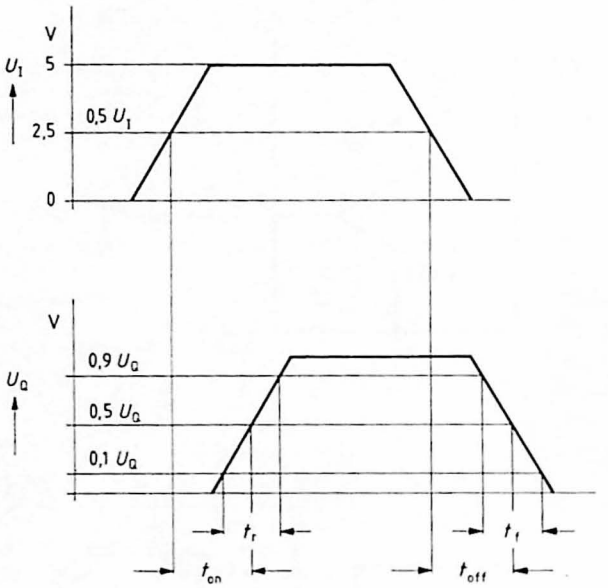


Bild 6

Prüf- und Meßschaltung
Eingangsoffsetspannungen

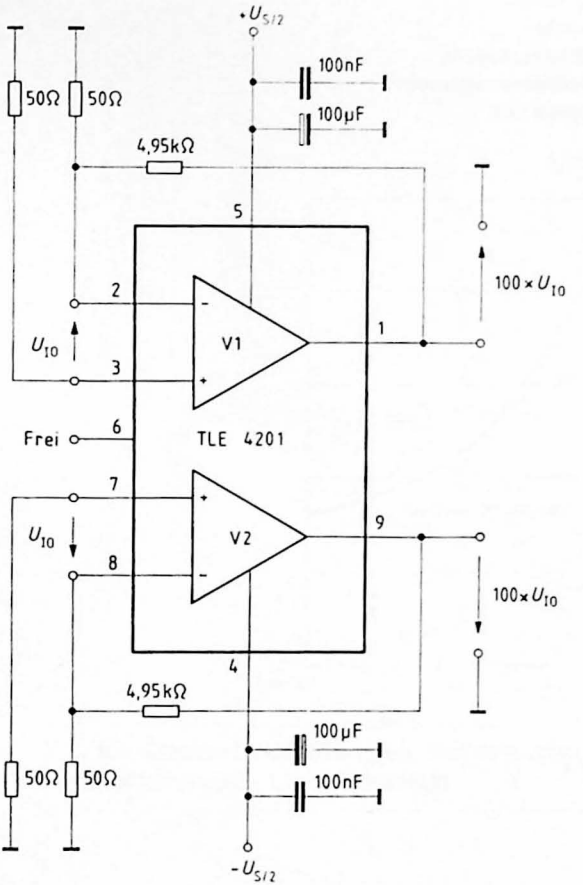


Bild 7

Wärmewiderstand bei TLE 4201 A

Umgebungsbezogener Wärmewiderstand $R_{th\,JU1}$ (normiert) als Funktion der Seitenläge l einer quadratischen kupferkaschierten Kühlfläche (35 µm Kupferauflage).

$R_{th\,JU}$ $(l = 0) = 60$ K/W
$T_U \leq 70$ °C
$P_V = 1$ W
Platine senkrecht
Schaltkreis senkrecht
ruhende Luft

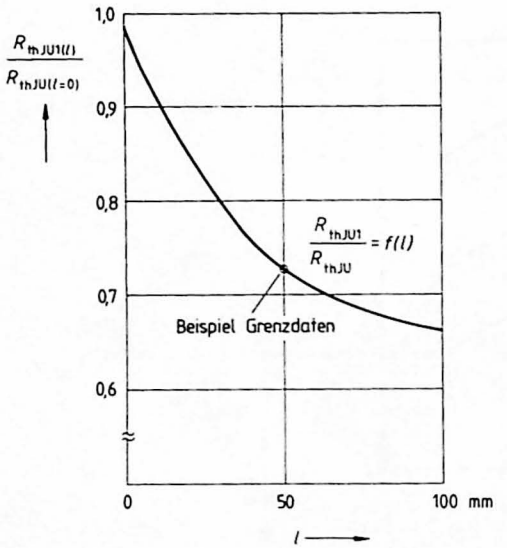


Bild 8

ICs für Sensoranwendungen, Näherungsschalter, Hallschaltungen, Lichtsensoren

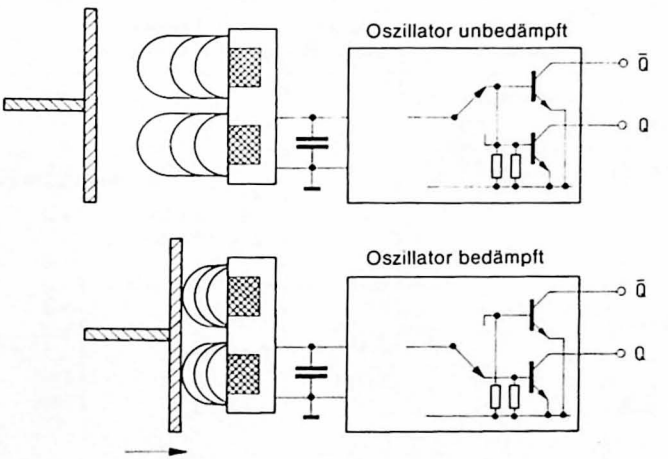
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
■ TCA 205 A	Q67000-A1034	DIP 14	10
■ TCA 205 K	Q67000-A1034-K	MIKROPACK 14 Anschl.	32
■ S 0272 S1	Q67000-A985-S1	DIP 14	10
■ S 0272 S1 K	Q67000-A985	MIKROPACK 14 Anschl.	33

Für Neuentwicklungen empfehlen wir die integrierten Schaltungen TCA 305/TCA 355.

Integrierte Schaltungen zum Aufbau induktiver Näherungsschalter. Beim Bedämpfen eines Schwingkreises, z. B. durch Annähern einer Meßplatte, werden die Ausgänge umgeschaltet.

Funktionsprinzip



Zwei Ausführungen stehen zur Verfügung:

TCA 205 offener Kollektorausgang
S 0272 kurzschlußfester Gegentaktausgang

Die Bausteine zeichnen sich durch folgende Eigenschaften aus:

- Weiten Versorgungsspannungsbereich
- Hohen Ausgangsstrom
- Antivalente Ausgänge
- Einstellbaren Schaltabstand
- Einstellbare Hysterese
- Einschaltverzögerung

■ Nicht für Neuentwicklung

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	30	V
Ausgangsspannung	U_Q	30	V
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung) TCA 205 A	$R_{th\,SU}$	85	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,75 bis 30	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

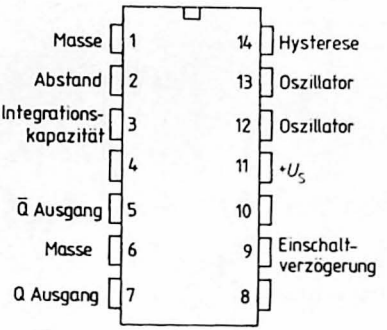
$U_S = 12$ V, $T_U = 25$ °C

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Anschlüsse offen		1	2	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 5$ mA		0,8	1	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 50$ mA		1,25	1,5	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30$ V			10	µA
Integrationskondensator	C_I			10		nF
Innenwiderstand an 3	$R_{i\,3}$		200	350	660	kΩ
Schwelle an 3	$U_{S\,3}$			1,3	1,5	V
Abstandswiderstand } Schaltung 1	R_A		6			kΩ
Hysteresewiderstand } Schaltung 1	R_H		0			kΩ
Abstandswiderstand } Schaltung 2	R_A	$R_H \rightarrow \infty$	6[1]			kΩ
Hysteresewiderstand } Schaltung 2	R_H	$R_A \rightarrow \infty$	6[1]			kΩ
Einschaltverzögerung	t_v			200		ms/µF
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}		0,015		1,5	MHz
Schaltfrequenz ohne C_I	f_s				5	kHz

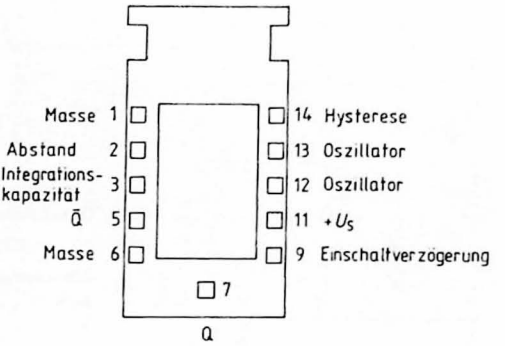
1) Die Parallelschaltung von R_H zu R_A darf min. 6 kΩ betragen.

Anschlußanordnungen

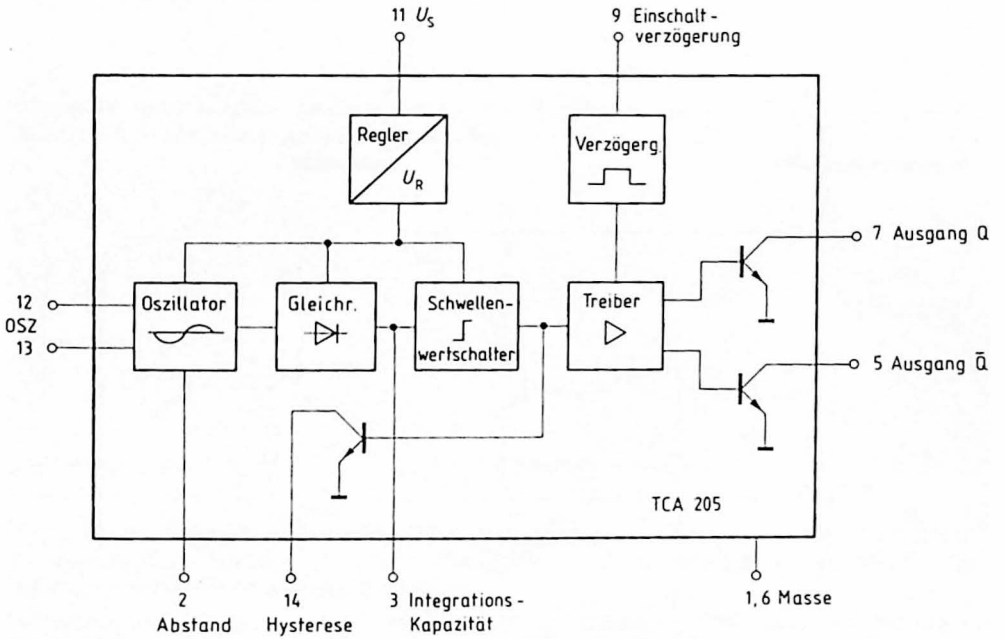
TCA 205 A



TCA 205 K

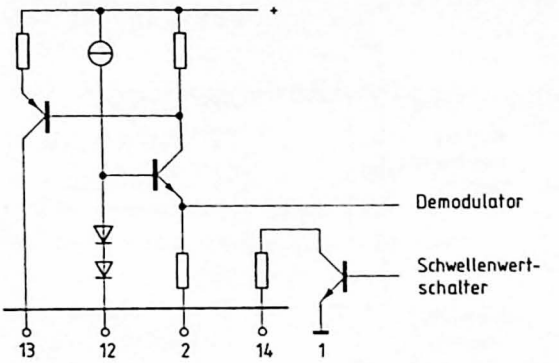


Blockschaltbild

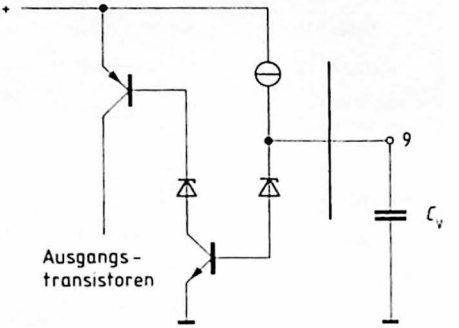


Prinzipschaltungen

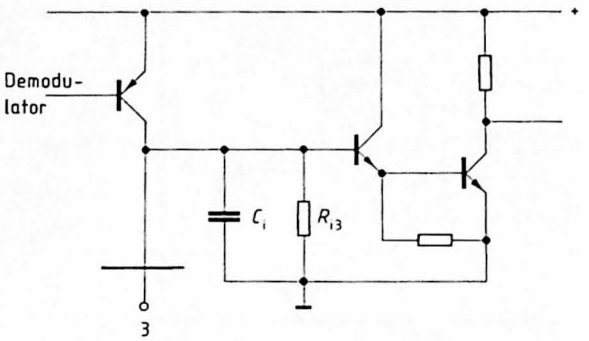
Oszillator



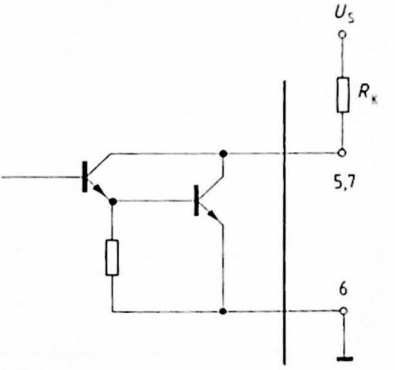
Einschaltverzögerung



Integrationskapazität

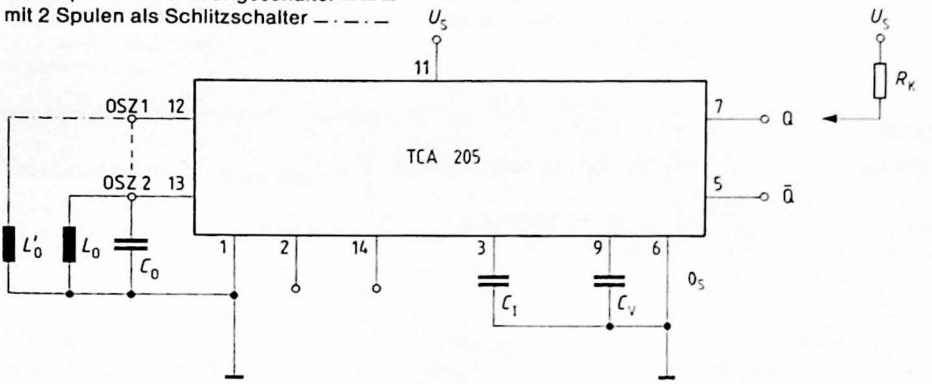


Ausgänge



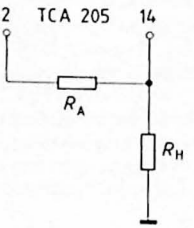
Anwendungsschaltung:

mit 1 Spule als Näherungsschalter – – –
mit 2 Spulen als Schlitzschalter – · – · –

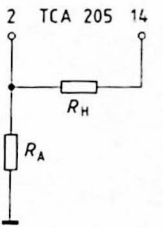


L_0, C_0	Schwingkreis
R_A	Abstandsabgleich
R_H	Hystereseabgleich
C_I	Integrationskondensator
C_V	Verzögerungskondensator

Abstands- und Hysteresewiderstand R_A und R_H können bei der Näherungsschalter-IC TCA 205 A; K wie folgt angeschlossen werden:



1. Reihenhysterese



2. Parallelhysterese

Die Schaltung 1 eignet sich besser für Näherungsschalter mit Oszillatorfrequenzen $f > 200$ kHz bis 300 kHz und kleinen Abständen. Die Schaltung 2 ist günstiger für niederfrequente Näherungsschalter mit größeren Abständen.

Ursache ist, daß die Schaltung 1 im Vergleich zu 2 kleinere R_H (min. 0 Ω bei 1 und min. 6 kΩ bei 2) ermöglicht. Hohe Werte des Widerstandes R_H beeinflussen neben der Hysterese auch die Phase des Oszillators beginnend bei Frequenzen ab 200 kHz. In der Praxis muß der Phasengang jedoch klein gehalten werden, um eine eindeutige Auswertung zu erreichen.

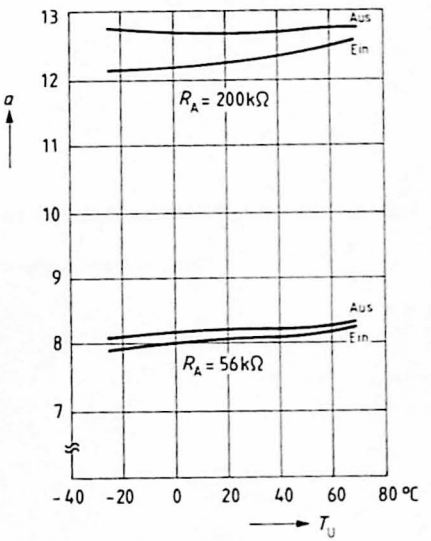
Anwendungsbeispiel für Näherungsschalter

Spulendaten: Schalenkern B65939-A-X22
Spulenkörper B65940-A-M1
Ø = 25 x 8,9 mm
L = 642 µH
n = 100 CuLS 30 x 0,05

Meßplatte: 30 x 30 x 1 mm, Fe

Beschaltung: R_A = 56 bis 200 kΩ, Metallschicht } Schaltung 2
$R_H = \infty$
C_o = 1500 pF, STYROFLEX
f = 162 kHz

Schaltabstand: $a = f(T_U)$



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	35	V
Ausgangsstrom	I_Q	120	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung) S 0272 S 1	$R_{th\,SU}$	85	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,5 bis 30	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

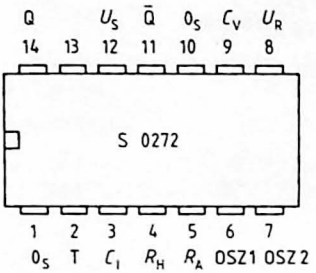
$U_S = 30$ V, $T_U = 25$ °C

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Anschlüsse offen		2	3,1	mA
H-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QH}	$I_{QH} = 1$ mA	$U_S-1,8$			V
	U_{QH}	$I_{QH} = 10$ mA	$U_S-2,0$			V
	U_{QH}	$I_{QH} = 50$ mA	$U_S-2,3$			V
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 1$ mA			0,9	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 10$ mA			2,3	V
Referenzspannung	U_R	$I_R = 0$	3	3,35	3,7	V
Belastbarkeit der Referenz-Spannung	I_R				0,5	mA
H-Ausgangsstrom pro Ausgang bei Kurzschlußtakteinsatz	$-I_{QH}$		60		120	mA
Kurzschlußausgangsstrom	$-I_{QK}$	$U_Q = 0$	$-I_{QH}$		200	mA
pro Ausgang	I_{QK}	$U_Q = U_S$	10		30	mA
Dauer der Kurzschlußabfrage	t_K	$C_T = 22$ nF	20		50	µs
Impuls-Pausenverhältnis der Kurzschlußabfrage	P/P			1:20		
Taktkondesator	C_T		20	33	40	nF
Integrationskondensator	C_I		100			pF
Stützkondensator	C_S		0		10	µF
Abstandswiderstand	R_A	$R_H \rightarrow \infty$	6[1]			kΩ
Hysteresewiderstand	R_H	$R_A \rightarrow \infty$	6[1]			kΩ
Einschaltverzögerung	t_v			60		ms/µF
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}		0,015		1,5	MHz

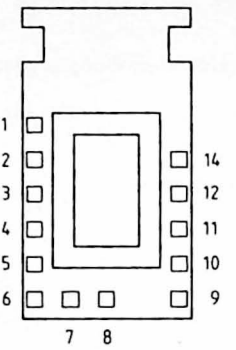
1) Die Parallelschaltung von R_H zu R_A darf mind. 6 kΩ betragen.

Anschlußanordnungen

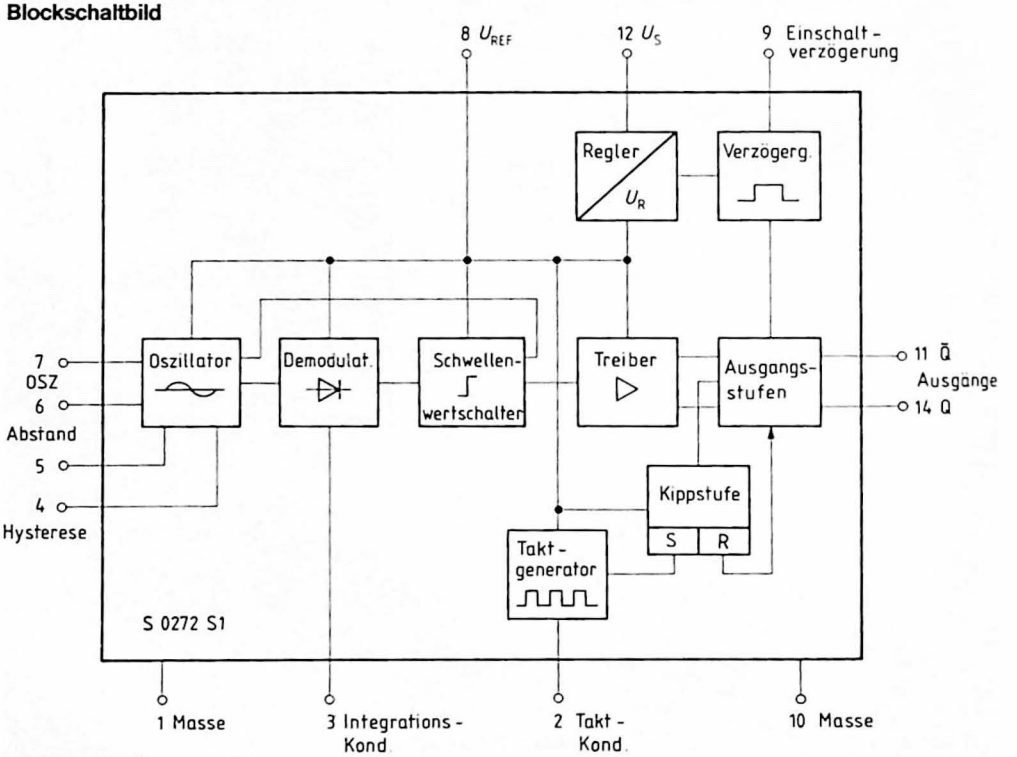
S 0272 S1



S 0272 S1 K

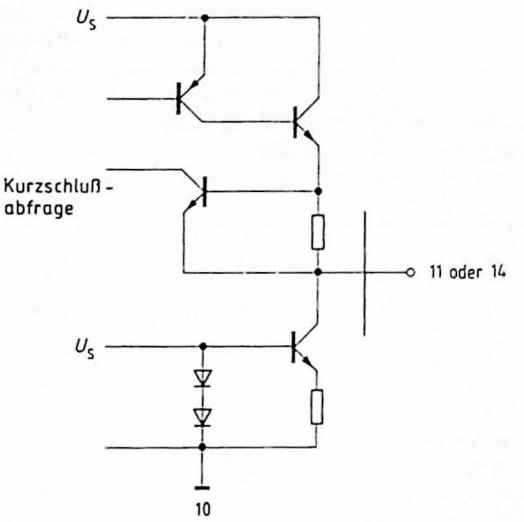


Blockschaltbild



Prinzipschaltungen

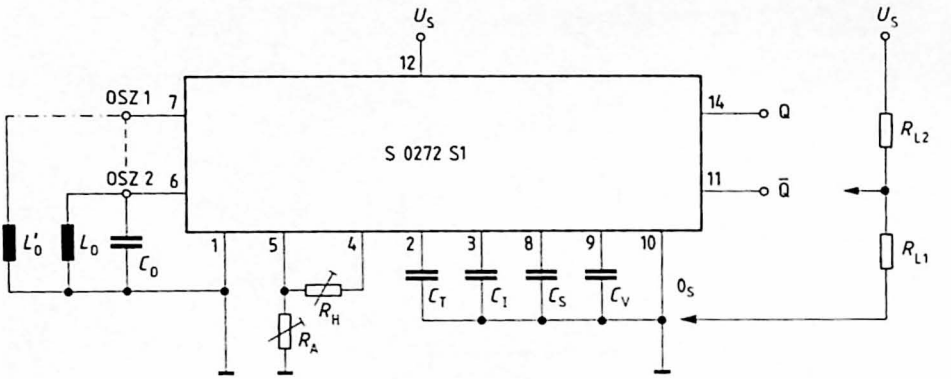
Ausgangsstufen



Oszillatorstufe
Integrationskondensatorschaltung
Einschaltverzögerung
siehe TCA 205

Anwendungsschaltung:

mit 1 Spule als Näherungsschalter – – –
mit 2 Spulen als Schlitzschalter – · – · –



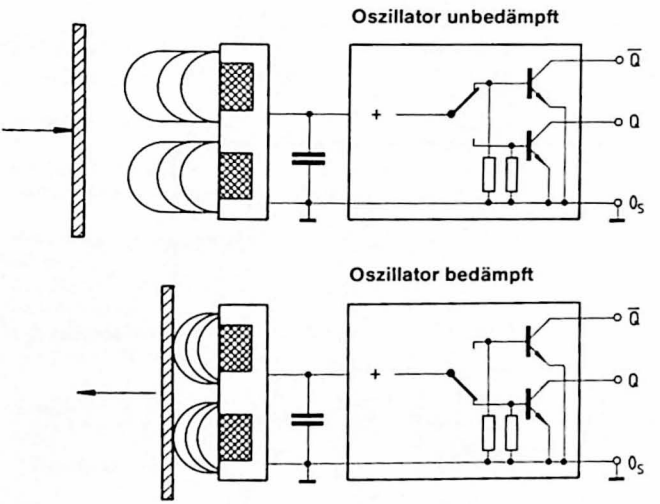
L_0, C_0	Schwingkreis
R_A	Abstandsabgleich
R_H	Hystereseabgleich
C_T	Taktkondensator
C_I	Integrationskondensator
C_S	Stützkondensator
C_V	Verzögerungskondensator

Vorläufige Daten

Typ	Bestell-Nr.	Gehäuse	Bild Nr.
TCA 305 A	Q67000-A2291	DIP 14	10
TCA 305 G	Q67000-A2305	SO-14	30
TCA 355 B	Q67000-A2443	DIP 8	9
TCA 355 G	Q67000-A2444	ähnl. SO-8	29

Die Bausteine TCA 305 und TCA 355 enthalten alle erforderlichen Funktionen für den Aufbau von induktiven Näherungsschaltern. Das Funktionsprinzip zeigt nachfolgendes Bild. Durch Annähern einer metallischen Meßplatte an die Oszillatorspule wird der Schwingkreis bedämpft und die Ausgänge schalten um.

Funktionsprinzip:



Logische Funktion:

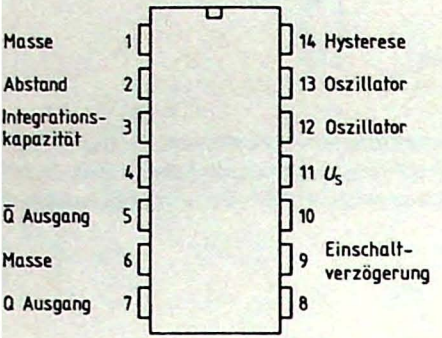
Oszillator	Ausgänge	
	Q	Q̄
unbedämpft	H	L
bedämpft	L	H

Die integrierte Schaltung zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus:

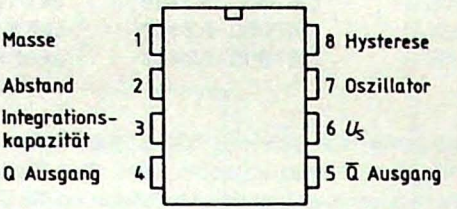
- Leerlauf-Stromaufnahme, $I_S < 1$ mA
- Sättigungsspannung der Ausgänge, $U_Q < 0{,}4$ V
- Einstellbare Einschaltverzögerung an Anschluß 9 des TCA 305
- Kleine Abstandswiderstände
- Hohe Schaltfrequenz
- Integrationskapazität meist nicht erforderlich
- Interne Hysterese wenig temperaturabhängig und versorgungsspannungsabhängig
- Miniaturbauformen

Anschlußanordnungen

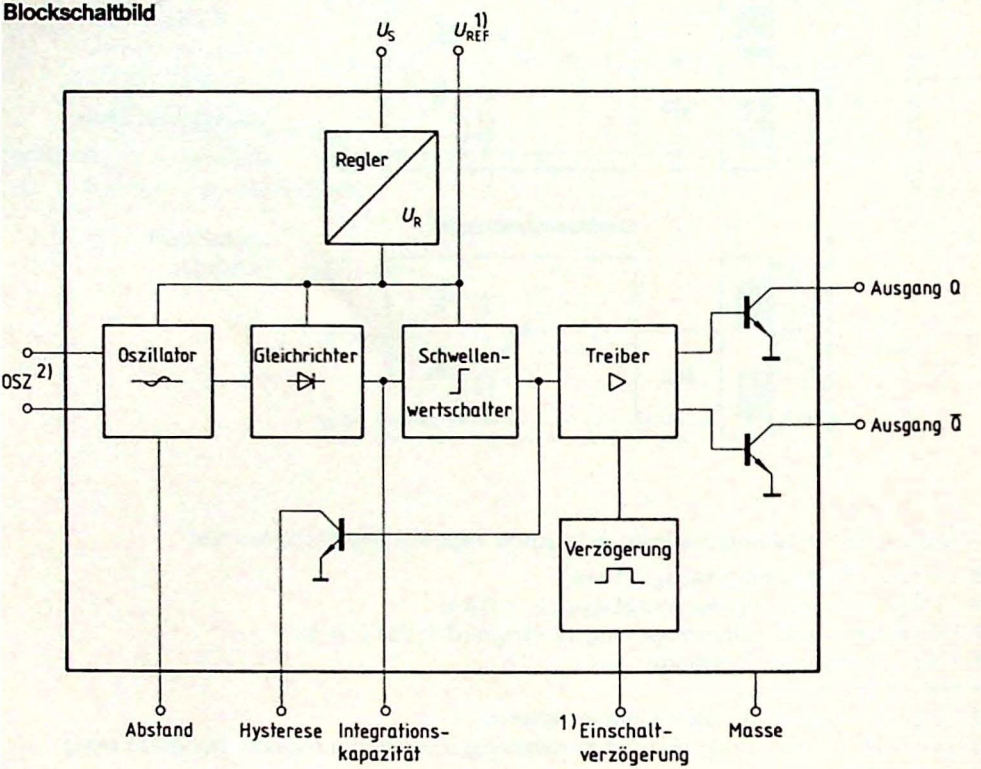
TCA 305 A, G



TCA 355 B, G



Blockschaltbild



1) Anschlüsse nur bei TCA 305
2) bei TCA 355 intern verbunden

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	30	V
Ausgangsspannung	U_Q	30	V
Ausgangsstrom	I_Q	25	mA
Abstands-, Hysteresewiderstand	R_A, R_H	0	Ω
Kapazitäten	C_I, C_V	5	µF
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	85	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	5 bis 30	V
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = 12$ V, $T_U = -25$ °C bis 85 °C

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Ausgänge offen		0,6	1,0	mA
Referenzspannung	U_{REF}	$I_{REF} < 10$ µA		3,2		V
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 5$ mA		0,15	0,25	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 25$ mA			0,4	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30$ V			10	µA
Schwelle an 3	U_{S3}			2,1		V
Hysterese an 3	H_y		0,4	0,5	0,6	V
Einschaltverzögerung	t_v	$T_U = 25$ °C	−25%	600	−25%	ms/µF
Schaltfrequenz ohne C_I	f_s				5	kHz

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	30	V
Ausgangsspannung	U_Q	30	V
Ausgangsstrom	I_Q	25	mA
Abstands-, Hysteresewiderstand	R_A, R_H	0	Ω
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung) TCA 355 B	$R_{th\,SU}$	135	K/W
TCA 355 G	$R_{th\,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

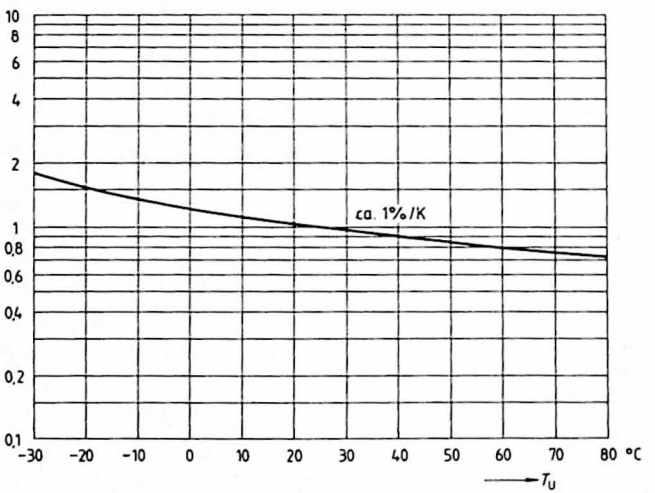
Speisespannung	U_S	5 bis 30	V
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25 bis 85	°C

Kenndaten

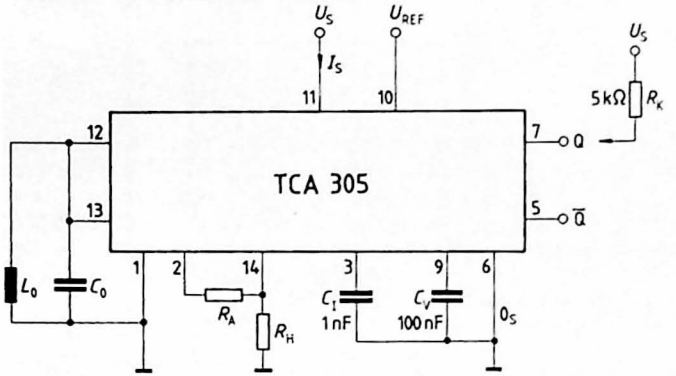
$U_S = 12$ V; $T_U = -25$ °C bis 85 °C

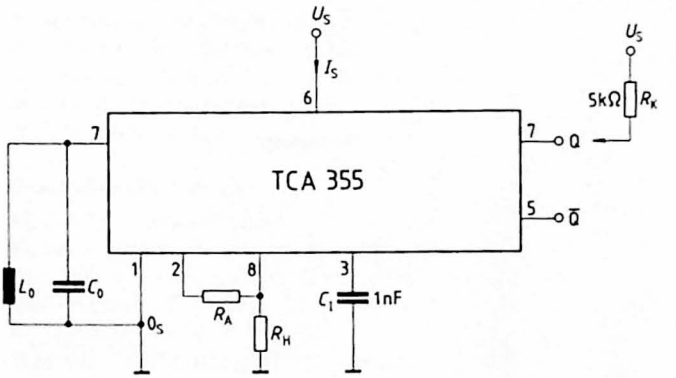
		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Ausgänge offen		0,6	1,0	mA
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 5$ mA		0,15	0,25	V
pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 25$ mA			0,4	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30$ V			10	µA
Schwelle an 3	U_{S3}			2,1		V
Hysterese an 3	H_y		0,4	0,5	0,6	V
Schaltfrequenz ohne C_I	f_s				5	kHz

Normierte Einschaltverzögerung bezogen auf $T_U = 25$ °C



Meßschaltungen





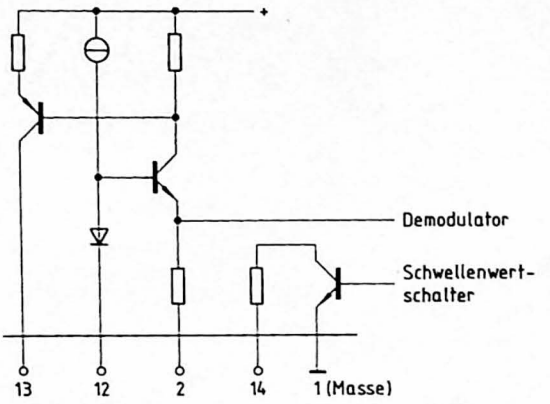
L_0, C_0	Schwingkreis
R_A	Abstandsabgleich
R_H	Hystereseabgleich
C_I	Integrationskapazität
C_V	Verzögerungskondensator nur bei TCA 305

Dimensionierungsbeispiel:

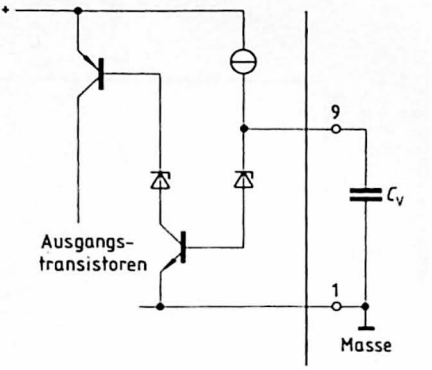
L_0 = 585 µH auf SIFERRIT-Schalenkern N 22 (25 x 8,9 mm)
n = 100 CuL 10 x 0,1
C_0 = 3,3 nF, STYROFLEX
R_A = 25 kΩ, Metallschicht
R_H = 3,3 kΩ, Metallschicht

Prinzipschaltungen

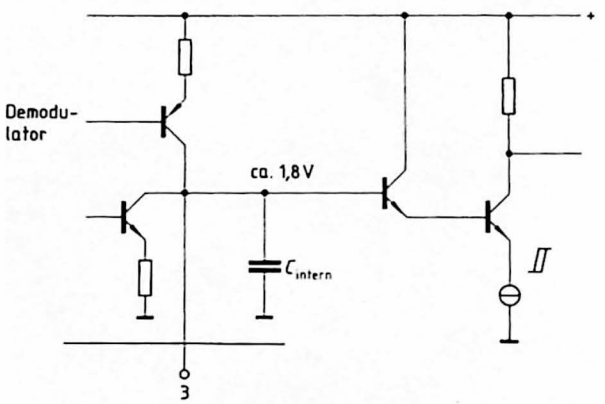
Oszillator



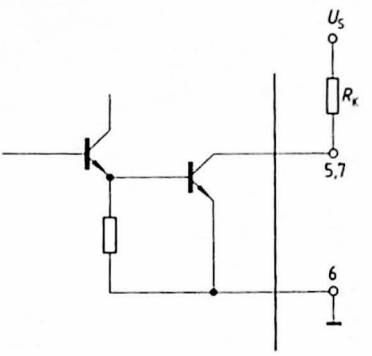
Einschaltverzögerung bei TCA 305



Integrationskondensator



Ausgänge



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
TFA 1001 W	Q67000-A1357	lichtdurchlässiges Kunststoff-Miniaturgeh. 6 Anschl.	6

Die in bipolarer Technik ausgeführte integrierte Schaltung TFA 1001 W enthält eine Fotodiode und einen Verstärker. An seinem Ausgang (offener NPN-Kollektor) liefert der TFA 1001 W einen zur Beleuchtungsstärke direkt proportionalen Strom. Eine stabilisierte Spannung von 1,35 V steht als Referenz zur Verfügung. Ein weiterer Anschluß gestattet eine Linearisierung der Kennlinie bei kleinen Beleuchtungsstärken und kann zur Abschaltung des Ausgangsstroms verwendet werden (Inhibit).

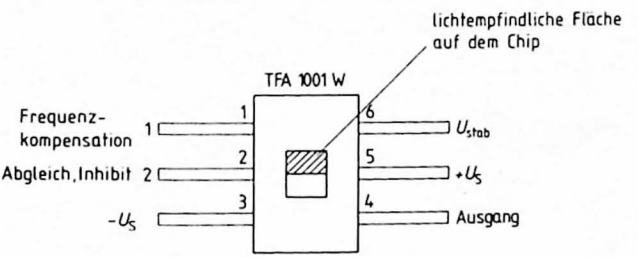
Anwendungen

- Belichtungsmesser
- Belichtungsregler
- Elektronische Blitzlichtgeräte
- Optische Nachlaufsteuerung
- Rauchdetektoren
- Lineare Optokoppler
- Farberkennung

Besondere Merkmale

- Große Empfindlichkeit
- Hohe Linearität des Ausgangsstroms
- Günstige spektrale Empfindlichkeit
- Geringe Stromaufnahme
- Hoher Aussteuerbereich
- Weiter Betriebsspannungsbereich

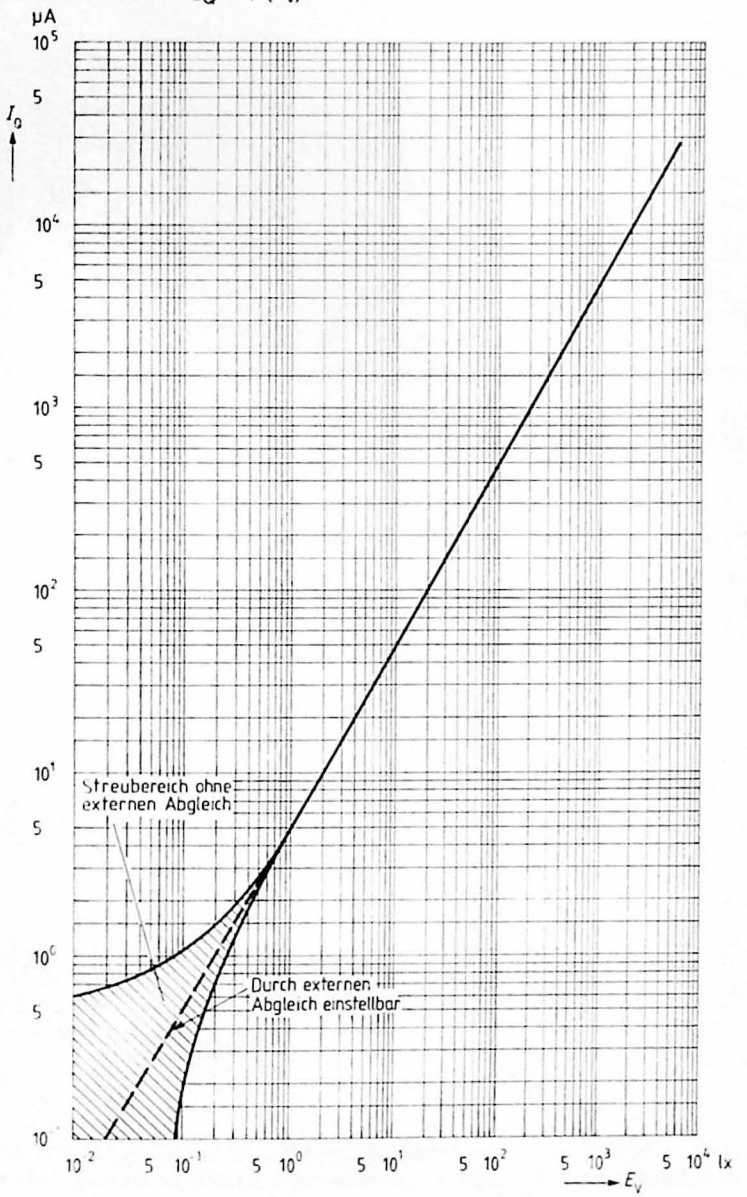
Anschlußanordnung



Grenzdaten		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		15	V
Ausgangsstrom	I_Q		50	mA
Verlustleistung	P_{tot}		200	mW
Lagertemperatur	T_s	−40	85	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		100	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$		250	K/W

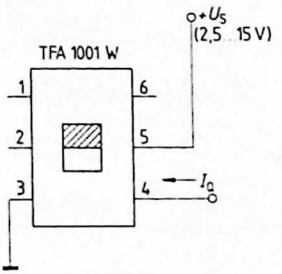
Kenndaten bei $T_U = 25$ °C, Batteriespannung an Anschluß 5 angelegt		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	2,5		15	V
Stromaufnahme bei $E_v = 0$ lx	I_S	−10		1	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U			70	°C
Beleuchtungsstärke	E_v	0		5000	lx
Empfindlichkeit im Bereich von $E_v = 1$ lx bis 1000 lx	S	2,5	5	7,5	µA/lx
Ausgangsstrom bei					
$E_v = 0{,}05$ lx	I_Q		0,25		µA
$E_v = 1$ lx	I_Q	2,5	5	7,5	µA
$E_v = 1000$ lx	I_Q	2,5	5	7,5	mA
$E_v = 5000$ lx	I_Q		25		mA
Stabilisierte Spannung an Anschluß 6	U_{Stab}	1,2	1,35	1,5	V
Batteriespannungsabhängigkeit der stabilisierten Spannung U_{Stab}	$\Delta U_{Stab}/\Delta U_S$		2		mV/V
Temperaturabhängigkeit der stabilisierten Spannung U_{Stab}	$\Delta U_{Stab}/\Delta T_U$		−0,3		mV/°C

Fotostrom $I_Q = f(E_v)$

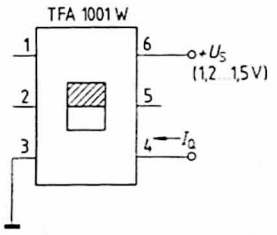


Einsatzmöglichkeiten des TFA 1001 W als Licht-Strom-Wandler

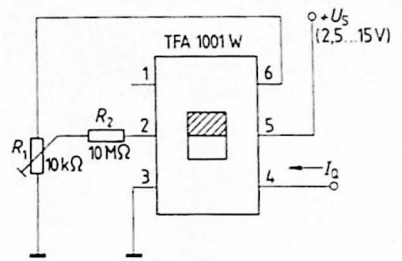
1) für Betriebsspannung 2,5 bis 15 V



2) für kleine Betriebsspannung 1,2 bis 1,5 V

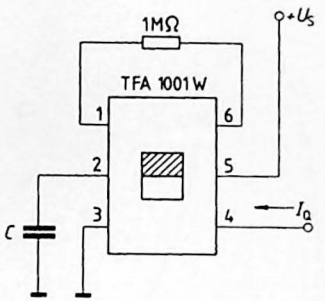


3) für besonders kleine Beleuchtungsstärke bis zu 0,01 lx herab

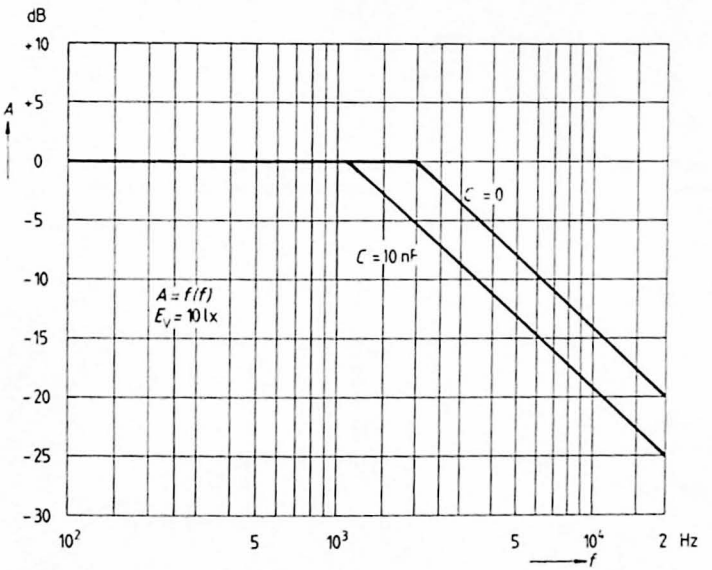


Für kleine Beleuchtungsstärken (siehe Kennlinie $I_Q = f(E_v)$) ist ein Abgleich des Ausgangsstromes mit dem Einstellregler R_1 möglich. Die Ausgangskennlinie kann im unteren Bereich noch etwas weiter linearisiert werden, indem ein Dunkelstrom von ca. 5 nA eingestellt wird.

Dynamisches Verhalten

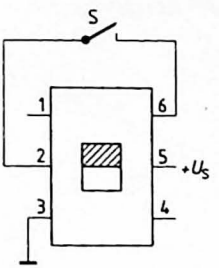


Am Anschluß 2 kann durch Kondensatorbeschaltung das dynamische Verhalten beeinflußt werden.



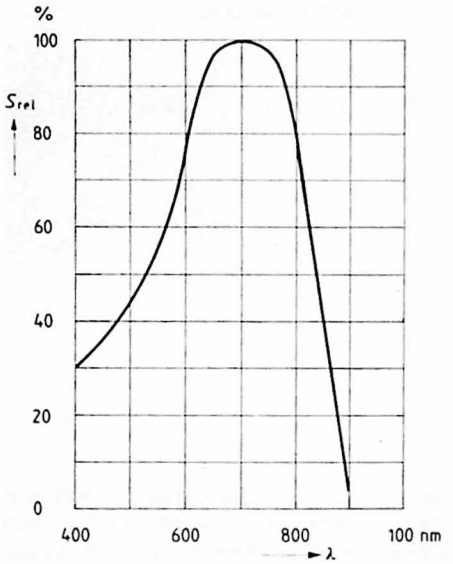
Dämpfung $A = \frac{I_Q\,(f)}{I_Q\,(f=0)}$

Abschalten des Ausgangs (Inhibit-Funktion)



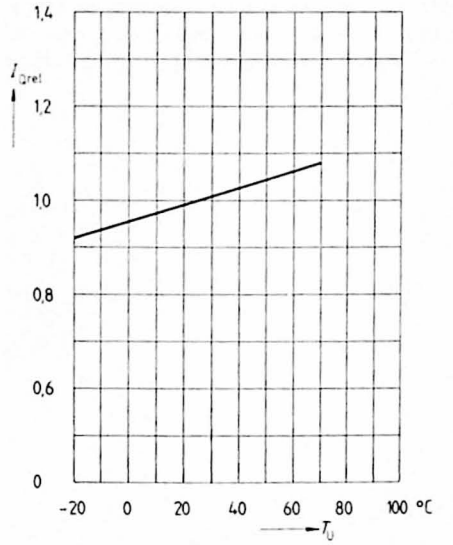
Durch Verbinden des Abgleicheingangs mit der stabilisierten Spannung (Schalter, PNP-Transistor, FET) kann der Ausgangsstrom abgeschaltet werden.

Relative spektrale Empfindlichkeit
$S_{rel} = f(\lambda)$



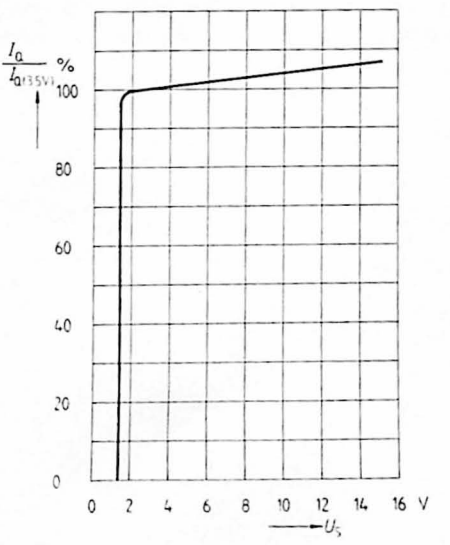
Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Umgebungstemperatur

$I_{Qrel} = f(T_U)$
im Bereich $E_v = 1$ lx . . . 1000 lx



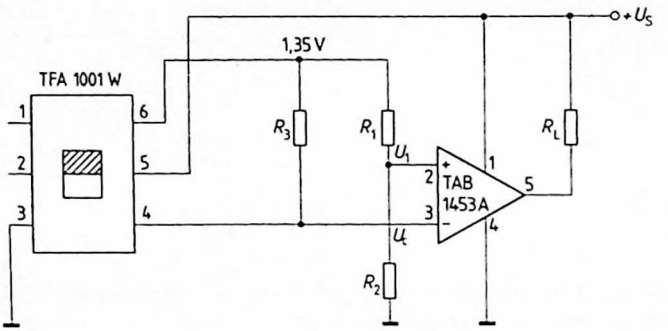
Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Batteriespannung

$\frac{I_Q}{I_Q(3{,}5\ V)} = f(U_S)$



Anwendungsbeispiele

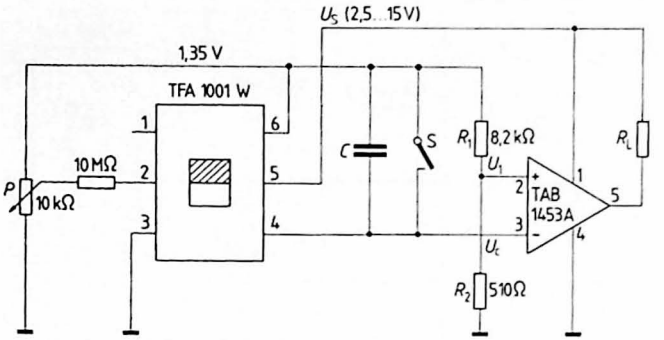
Einfacher Schwellenwertschalter mit dem Operationsverstärker TAB 1453 A



Die Abb. zeigt einen einfachen Schwellenwertschalter, wie er z.B. in Kameras zur Blendenumschaltung oder zur Anzeige der Beleuchtungsstärke verwendet werden kann. Als Komparator dient der Operationsverstärker TAB 1453 A. Er besitzt einen PNP-Eingang und kann bei sehr kleiner Versorgungsspannung arbeiten. Der Ausgang ist ein offener Kollektor, der Ströme bis 70 mA schalten kann.

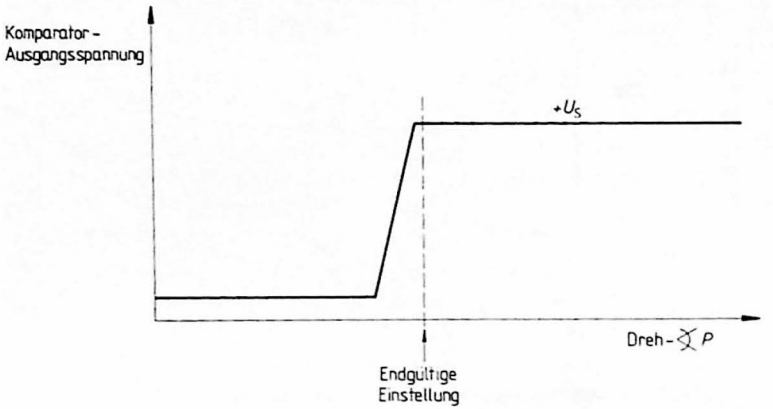
Da die Referenzspannung von Anschluß 6 als Bezugsspannung dient, ist die Schaltung sehr batteriespannungsunabhängig.

Verschlußzeit- bzw. Belichtungszeitsteuerung

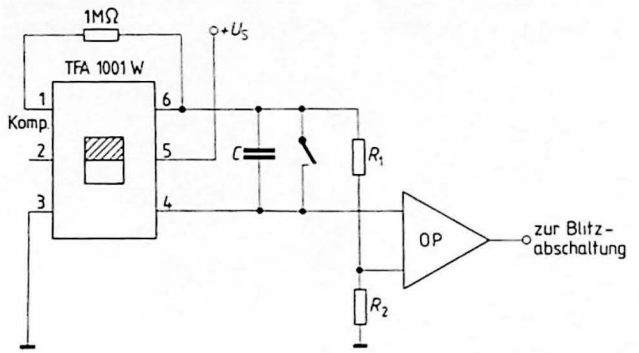


Eine Licht-Zeit-Steuerung zeigt die vorstehende Abb. Sie kann z.B. zur Verschlußsteuerung von Kameras oder zur Belichtungszeitsteuerung von Vergrößerungsgeräten verwendet werden. Auch diese Schaltung arbeitet weitgehend unabhängig von der Versorgungsspannung. Ein weiterer wesentlicher Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß während des größten Teils der Belichtungsdauer der Eingangsstrom des Komparators keine Rolle spielt, da der entsprechende Eingangstransistor völlig gesperrt bleibt. Mit dem Potentiometer P kann der Arbeitsbereich zu kleineren Beleuchtungsstärken ausgedehnt werden. Mit dem Öffnen des Schalters beginnt die Belichtung, der Kondensator C wird von Anschluß 4 des Foto-IC's aufgeladen. Unterschreitet die Spannung U_c die von den Widerständen R_1 und R_2 definierte Referenzspannung U_1, so schaltet der Komparator. Der Zusammenhang Belichtungsstärke – Zeit wird durch den Kondensator C definiert, mit U_1 ist eine Feineinstellung möglich, U_1 darf jedoch nicht kleiner als 0,4 V werden.

Die Einstellung des Dunkelstroms mittels des Potentiometers *P* kann in der Schaltung erfolgen. Hierzu wird der Kondensator *C* entfernt. Nun wird *P* bei Dunkelheit so eingestellt, daß der Ausgang des Komparators gerade noch gesperrt ist. Anschließend wird der Kondensator *C* eingefügt. (Siehe nachstehende Abb.)

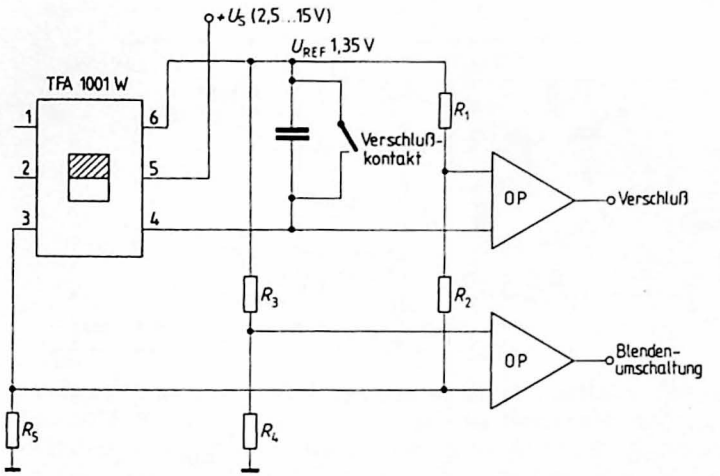


Prinzipschaltbild für eine Elektronenblitzsteuerung



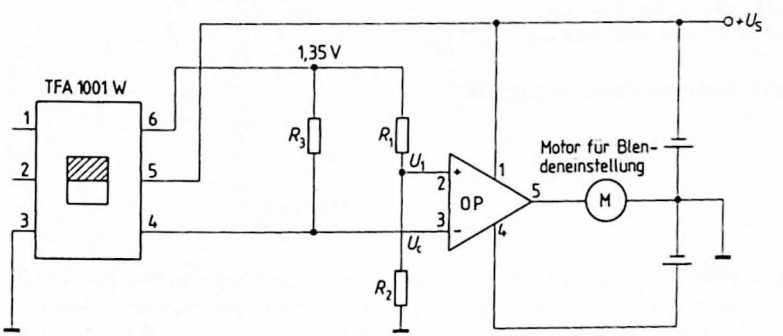
Auch für Elektronenblitzsteuerungen ist der TFA 1001 W verwendbar. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Beleuchtungsstärke 5 klx nicht überschreitet, gegebenenfalls ist ein Graufilter vorzuschalten. Um sehr kurze Zeiten steuern zu können, ist eine zusätzliche Kondensatorbeschaltung am Anschluß 1 vorteilhaft.

Kombinierte Blenden- und Zeitsteuerung



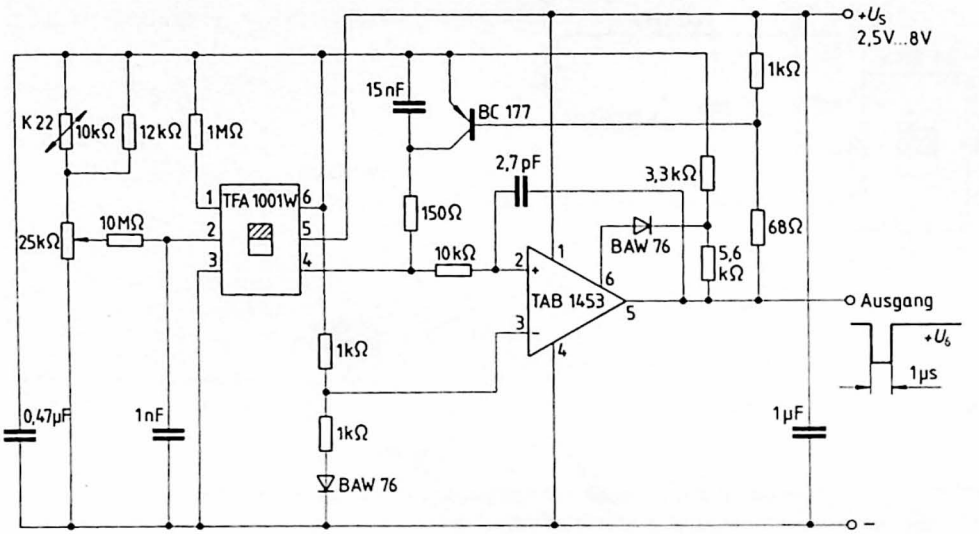
Blenden- und Zeitsteuerung sind auch kombinierbar, wobei die Information für die Blendenumschaltung aus dem Gesamtstrom der Foto-IC entnommen wird (Spannungsabfall an R_5).

Blenden-Nachlaufsteuerung für Laufbildkamera



Der Operationsverstärker vergleicht den vom Fotostrom erzeugten Spannungsabfall an R_3 mit einer von der stabilisierten Spannung abgeleiteten Referenzspannung und steuert über den Motor M die Blende nach.

Licht-Frequenz-Wandler



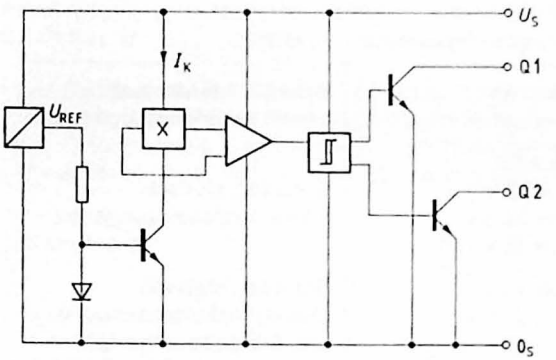
Empfindlichkeit ≈ 600 Hz/lx
Bereich 4 Hz bis 400 000 Hz

- hohe Auflösung
- voll temperaturkompensiert
- großer Betriebsspannungsbereich
- hohe Betriebsspannungsunterdrückung
- großer dynamischer Bereich (5 Dekaden)

Besonders für digitale Weiterverarbeitung geeignet.

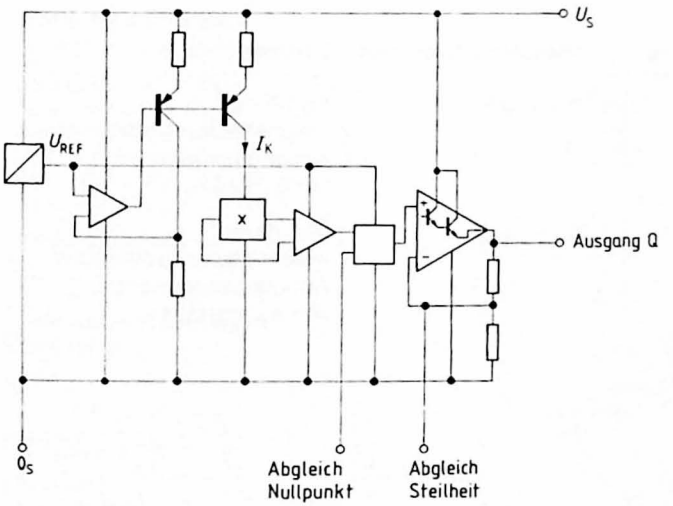
Blockschaltungen

Digitale Hall-IC



Die kontaktlosen magnetisch gesteuerten Schalter enthalten auf einem Halbleiterkristall einen Spannungskonstantregler, eine geregelte Stromquelle für den Hallgenerator, einen Differenzverstärker, einen Schmitt-Trigger, zwei Treiberstufen und Endtransistoren mit offenem Kollektor. Der Einsatz ist dann von Vorteil, wenn hohe Zuverlässigkeit, Prellfreiheit, Unempfindlichkeit gegen Verschmutzung und Korrosion und sehr lange Lebensdauer verlangt sind.

Lineare Hall-IC



Der Hallgenerator wird aus einer Konstantstromquelle gespeist, die eine geregelte Spannung als Referenz benutzt. Dem Hallgenerator folgt ein Differenzverstärker. In der nächsten Stufe wird das Differenzsignal in ein massebezogenes Signal umgeformt.

An dieser Stelle kann durch Subtraktion oder Addition eines Stromes die Null-Komponente (Offset) auf einfache und wenig störanfällige Weise verändert werden.

Der invertierende Verstärkereingang ist herausgeführt, so daß durch externe Beschaltung die Steilheit der Ausgangskennlinie (Verstärkung) in weiten Grenzen variiert werden kann.

Die Bausteine SAS 241, SAS 250, SAS 251, SAS 261 sind magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit folgenden Betriebsarten:

Typ	Kennzeichnung	Speisespannungsbereich	Funktion
SAS 241	SAS 241	4,75 bis 18 V	Schalter; dynamisch
SAS 241 S4	weiß	4,75 bis 5,25 V	offene Kollektorausgänge
SAS 250	SAS 250	4,5 bis 27 V	
SAS 251	SAS 251	4,75 bis 27 V	Schalter; statisch
SAS 251 S4	SAS 251 S4	4,75 bis 5,25 V	offene Kollektorausgänge
SAS 251 S5	orange	4,75 bis 18 V	
SAS 261	blau	4,75 bis 18 V	Schalter; statisch
SAS 261 S4	grün	4,75 bis 5,25 V	offener Kollektorausgang und Freigabeeingang

Alle Bausteine sind im vierpoligen Flachgehäuse lieferbar. SAS 241 und SAS 251 sind auch als filmmontierte Ausführung im MIKROPACK auf Anfrage lieferbar.

Der Baustein SAS 231 liefert eine Spannung proportional zur magnetischen Induktion. Er ist aufgrund seiner MIKROPACK-Bauform besonders für einen Betrieb in sehr kleinen Luftspalten geeignet.

Typ	Kennzeichnung	Speisespannungsbereich	Funktion
SAS 231 L	–	4,75 bis 15 V	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung MIKROPACK
SAS 231 W	blau/grün	4,75 bis 15 V	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung Miniaturgehäuse

Hall-IC
mit magnetfeldporportionaler Ausgangsspannung

■ SAS 231 L
■ SAS 231 W

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
■ SAS 231 L	Q67000-A1468-L	MIKROPACK	35
■ SAS 231 W	Q67000-A1468-W	Miniaturgehäuse 6 Anschlüsse	26

Der Baustein SAS 231 liefert am Ausgang eine Spannung proportional zur magnetischen Induktion (Flußdichte). Die Ausgangsspannung nimmt zu, wenn der Südpol eines Magneten der Chipoberseite genähert wird. Der Nullpunkt wird durch externen Abgleich eingestellt. Die Steilheit der Kennlinie $U_Q = f(B)$ kann durch externe Beschaltung variiert werden.

Grenzdaten

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		0		18	V
Ausgangsstrom	I_Q				10	mA
Lagertemperatur	T_s		−40		125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S		4,75		15	V
Ausgangsstrom	I_Q				5	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_u		0		70	°C

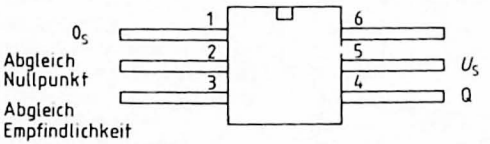
Statische Kenndaten

$U_S = 10$ V, $T_U = 25$ °C, wenn nicht anders angegeben

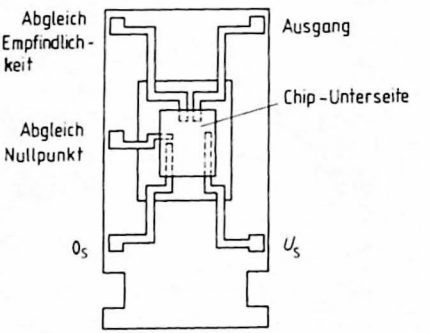
Leerlaufstromaufnahme	I_S	$R_L = \infty$		6	10	mA
Ausgangsspannung	U_Q	$R_L = 10$ kΩ	0,05		$U_S - 2$	V
Steilheit (ohne Abgleich)	S		60	100	140	mV/mT
„Null"-Komponente	B_0	$U_Q = 0{,}5$ V	−35		35	mT
Linearitätsfehler (bezogen auf $U_Q = \frac{U_2}{2}$)				2		%
Temperaturkoeffizient	α	$T_u = 0$ °C–70 °C		0,4		mT/K

Anschlußanordnungen

SAS 231 W

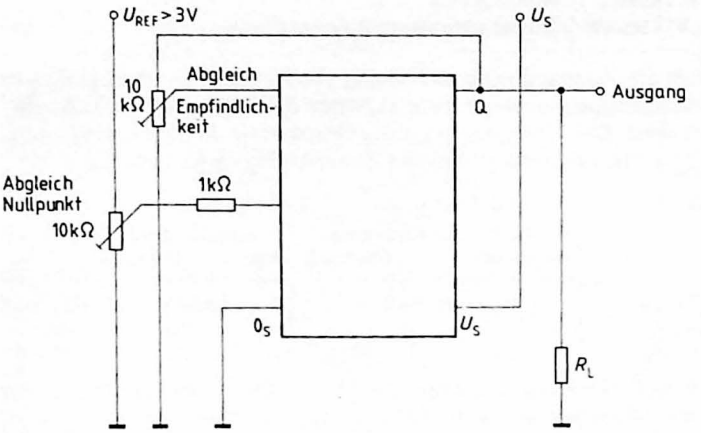


SAS 231 L

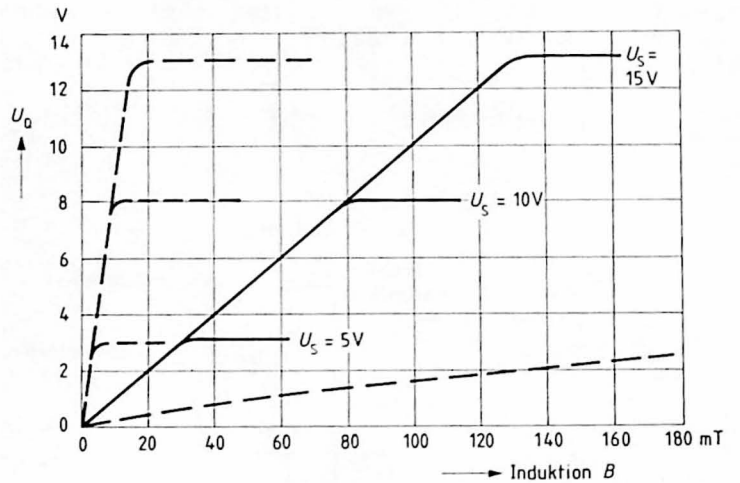


■ Nicht für Neuentwicklung

Anwendungsschaltung



Ausgangskennlinie ohne Abgleich $U_Q = f(B)$



Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit dynamischen Ausgängen

■ SAS 241
■ SAS 241 S4

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
■SAS 241	Q67000-S50	Kunststoff-Flachgehäuse 4 Anschlüsse	22
■SAS 241 S4	Q67000-S50-S4		

Die Bausteine SAS 241, SAS 241 S4 sind kontaktlose Schalter, die durch ein Magnetfeld betätigt werden. Die Ausgänge mit offenen Kollektoren ermöglichen wired-AND-Verknüpfungen zur Erzeugung codierter Signale. Die Ausgänge Q1 und Q2 geben gleichphasige Signale ab, die unabhängig von der Einwirkungsdauer des Magnetfeldes sind. Das Magnetfeld muß senkrecht mit dem Südpol auf die mit der Kerbe gekennzeichnete Fläche einwirken.

Grenzdaten

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		−0,5		20	V
Ausgangsstrom	I_{Q1}, I_{Q2}				30	mA
Sperrschichttemperatur	T_j				150	°C
Lagertremperatur	T_s		−40		125	°C
Wärmewiderstand	$R_{th\,SU}$				170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung						
SAS 241	U_S		4,75		18	V
SAS 241 S4	U_S		4,75		5,25	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		0		70	°C

Statische Kenndaten

$U_S = 5$ V, $T_U = 0$ °C bis 70 °C, wenn nicht anders angegeben

Speisestrom	I_S	$B < B_A$	1		3	mA
	I_S	$B > B_E$, Q1, Q2 = H			3,5	mA
	I_S	$B > B_E$, Q1, Q1 = L	1,5		5	mA
Einschaltinduktion	B_E				65	mT
Ausschaltinduktion						
SAS 241	B_A		10			mT
	B_A	$U_S = 18$ V	5			mT
SAS 241 S4	B_A		5			mT
Max. Temperaturabweichung bezogen auf 25 °C	$\Delta B_E/B_A$		−5		5	mT
Hysterese	B_{Hy}		4	10	15	mT
Ausgangsstrom	I_{Q1}, I_{Q2}	$B \leq B_A$			10	µA
Ausgangsspannung	U_{Q1}, U_{Q2}	$I_{Q1} = I_{Q2} = 16$ mA			0,4	V

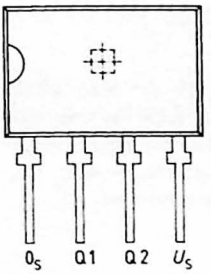
Schaltzeit

$U_S = 5$ V, $T_U = 25$ °C

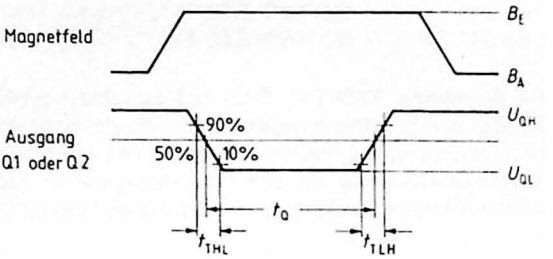
Signalübergangszeit	t_{THL}	zw. 90 und 10%			1	µs
	t_{TLH}	zw. 10 und 90%			2	µs
Ausgangsimpulsdauer	t_Q	zw. 50 und 50%	15	20	40	µs

■ Nicht für Neuentwicklung

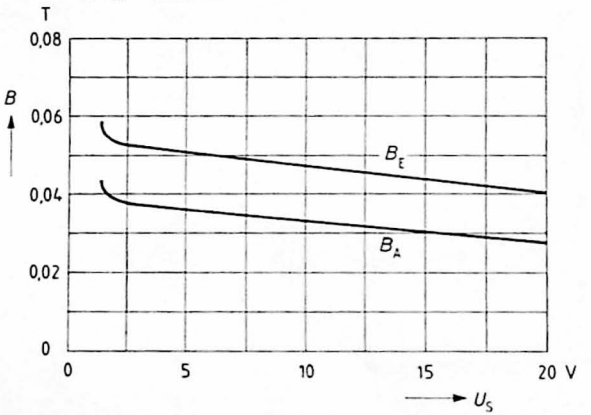
Anschlußanordnung



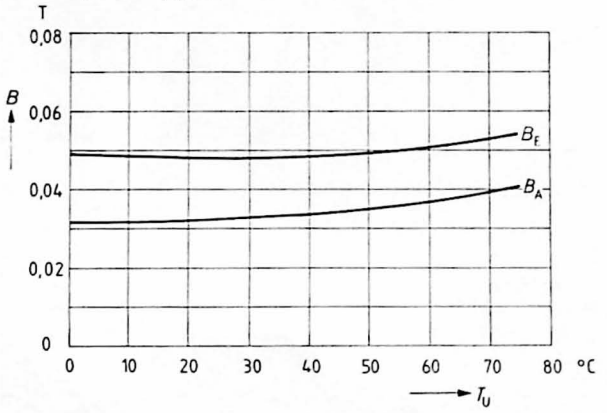
Impulsdiagramm



$B_E, B_A = f(U_S)$, typ.



$B_E, B_A = f(T_U)$, typ.



Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter für erhöhte Umgebungstemperatur

■ SAS 250

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
■SAS 250	Q67000-S46	Kunststoff-Flachgehäuse 4 Anschlüsse	22

Der Baustein SAS 250 ist ein kontaktloser Schalter, der durch ein Magnetfeld betätigt wird. Die Ausgänge mit offenen Kollektoren ermöglichen wired-AND-Verknüpfungen zur Erzeugung codierter Signale. Die Ausgänge Q1 und Q2 geben gleichphasige Signale ab. Das Magnetfeld muß senkrecht mit dem Südpol auf die mit der Kerbe gekennzeichnete Fläche einwirken.

Grenzdaten

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		0		30	V
Ausgangsstrom	I_{Q1}, I_{Q2}		0		30	mA
Sperrschichttemperatur	T_j				150	°C
Lagertemperatur	T_s		−40		125	°C
Wärmewiderstand	$R_{th\,SU}$				170	K/W

Funktionsbereich

Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		−40		125	°C
Speisespannung	U_S		4,5		27	V

Statische Kenndaten
$U_S = 5$ V, $T_U = 25$ °C

Speisestrom	I_S	$B < B_A$			3	mA
		$B > B_E$			6	mA
Einschaltinduktion[1])	B_E				65	mT
Ausschaltinduktion[1])	B_A		10			mT
Magnetische Hysterese	B_{Hy}		4	10	15	mT
Ausgangsstrom	$-I_{Q1}$, $-I_{Q2}$	$B < B_A$			10	µA
Ausgangsspannung	U_{Q1}, U_{Q2}	$I_{Q1} = I_{Q2} = 16$ mA			0,4	V

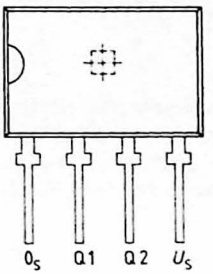
Schaltzeiten

Signalübergangszeit	t_{HL}	zw. 10 und 90%			1	µs
	t_{LH}	zw. 90 und 10%			2	µs

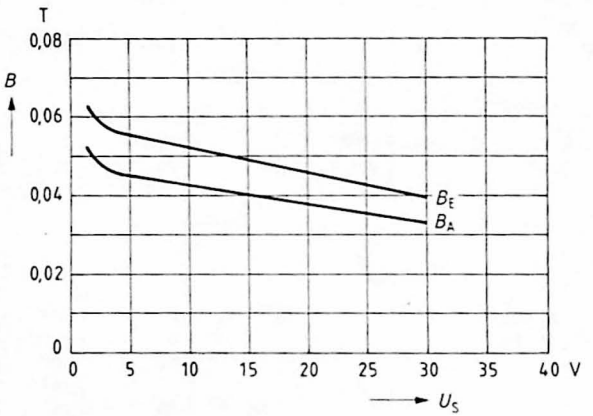
1) Temperaturabhängigkeit: Einschaltinduktion B_E und Ausschaltinduktion B_A, bezogen auf 25 °C im Temperaturbereich −40 °C bis 125 °C ≤ ± 0,0075 T.

■ Nicht für Neuentwicklung

Anschlußanordnung



$B_E, B_A = f(U_S)$, typ.



Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit statischen Ausgängen

SAS 251
SAS 251 SA
SAS 251 S5
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SAS 251	Q67000-S47	Kunststoff-Flachgehäuse 4 Anschlüsse	22
SAS 251 S4	Q67000-S47-S4		
SAS 251 S5	Q67000-S47-S5		

Die Bausteine SAS 251, SAS 251 S4 und SAS 251 S5, sind kontaktlose Schalter, die durch ein Magnetfeld betätigt werden.

Die Ausgänge mit offenen Kollektoren ermöglichen wired-AND-Verknüpfungen zur Erzeugung codierter Signale. Die Ausgänge Q1 und Q2 geben gleichphasige Signale ab. Das Magnetfeld muß senkrecht mit dem Südpol auf die mit der Kerbe gekennzeichnete Fläche einwirken.

Grenzdaten

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung						
SAS 251	U_S		−0,5		30	V
SAS 251 S4, SAS 251 S5	U_S		−0,5		20	V
Ausgangsstrom	I_{Q1}, I_{Q2}				30	mA
Sperrschichttemperatur	T_j				150	°C
Lagertemperatur	T_s		−40		125	°C
Wärmewiderstand	$R_{th\,SU}$				170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung						
SAS 251	U_S		4,75		27	V
SAS 251 S4	U_S		4,75		5,25	V
SAS 251 S5	U_S		4,75		18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		0		70	°C

Statische Kenndaten

$U_S = 5$ V, $T_U = 0$ °C bis 70 °C, wenn nicht anders angegeben

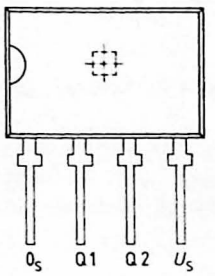
Speisestrom	I_S	$B < B_A$	1		3	mA
	I_S	$B > B_E$	1,5		6	mA
Einschaltinduktion	B_E				65	mT
Ausschaltinduktion						
SAS 251, SAS 251 S5	B_A		10			mT
SAS 251	B_A	$U_S = 27$ V	5			mT
SAS 251 S5	B_A	$U_S = 18$ V	5			mT
SAS 251 S4	B_A		5			mT
Max. Temperaturabweichung bezogen auf 25 °C	$\Delta B_E/B_A$		−5		5	mT
Hysterese	B_{Hy}		4	10	15	mT
Ausgangsreststrom	I_{Q1}, I_{Q2}	$B < B_A$			10	µA
Ausgangsspannung	U_{Q1}, U_{Q2}	$I_{Q1} = I_{Q2} = 16$ mA			0,4	V

Schaltzeiten

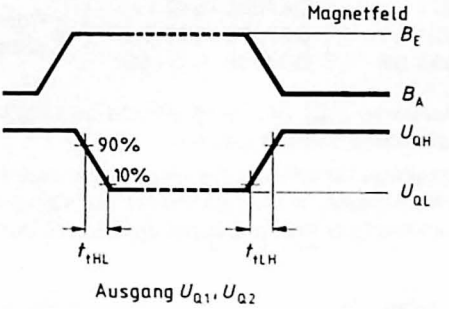
$U_S = 5$ V, $T_U = 25$ °C

Signalübergangszeit	t_{THL}	zw. 90 und 10%			1	µs
	t_{TLH}	zw. 10 und 90%			2	µs

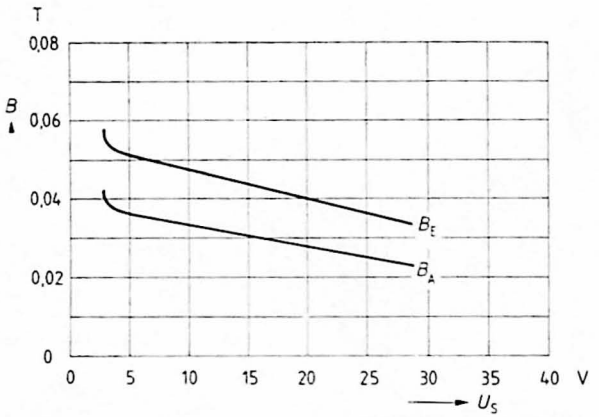
Anschlußanordnung



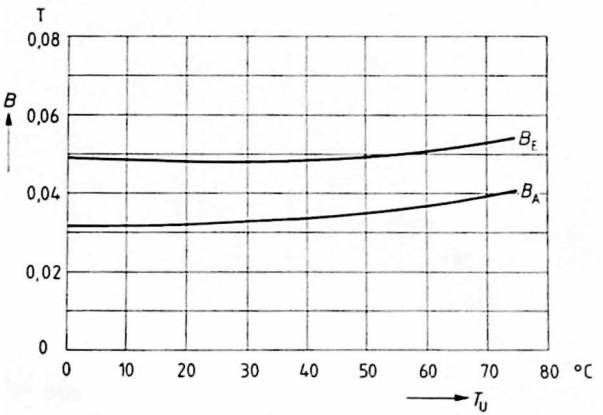
Impulsdiagramm



$B_E, B_A = f(U_S)$, typ.



$B_E, B_A = f(T_U)$, typ.



Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit Freigabeeingang

■SAS 261
■SAS 261 S4

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
■SAS 261	Q67000-S59	Kunststoff-Flachgehäuse 4 Anschlüsse	22
■SAS 261 S4	Q67000-S59-S4		

Die Bausteine SAS 261, SAS 261 S4 sind kontaktlose Schalter, die durch ein Magnetfeld betätigt werden. Wenn ein ausreichend großes Magnetfeld vorhanden ist ($B = B_E$) und ein H-Signal am Freigabeeingang anliegt, schaltet der offene Kollektorausgang Q von H nach L. Das Magnetfeld muß senkrecht mit dem Südpol auf die mit der Kerbe gekennzeichnete Fläche einwirken.

Grenzdaten		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		−0,5		20	V
Ausgangsstrom	I_Q				30	mA
Eingangsspannung an F	U_F		−0,5		5	V
Sperrschichttemperatur	T_j				150	°C
Lagertemperatur	T_s		−40		125	°C
Wärmewiderstand	$R_{th\,SU}$				170	K/W
Funktionsbereich						
Speisespannung						
SAS 261	U_S		4,75		18	V
SAS 261 S4	U_S		4,75		5,25	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		0		70	°C
Statische Kenndaten						
$U_S = 5$ V, $T_U = 0$ °C bis 70 °C, wenn nicht anders angegeben						
Speisestrom	I_S	$U_F = 0{,}4$ V, B beliebig			500	µA
	I_S	$U_F = 2{,}4$ V, $B > B_E$	1,5		5	mA
	I_S	$U_F = 2{,}4$ V, $B < B_A$	1		3	mA
Einschaltinduktion	B_E				65	mT
Ausschaltinduktion						
SAS 261	B_A		10			mT
	B_A	$U_S = 18$ V	5			mT
SAS 261 S4	B_A		5			mT
Max. Temperaturabweichung bezogen auf 25 °C	$\Delta B_E/B_A$		−5		5	mT
Hysterese	B_{Hy}		4	10	15	mT
H-Eingangsspannung an F	$U_{I\,H}$		2,4			V
L-Eingangsspannung an F	$U_{I\,L}$				0,8	V
H-Eingangsstrom an F	$I_{I\,H}$	$U_F = 2{,}4$ V			0,5	µA
L-Eingangsstrom an F	$I_{I\,L}$	$U_F = 0{,}8$ V			5	µA
Ausgangsreststrom	I_Q	$U_F = 0{,}8$ V, B beliebig			10	µA
		$U_F = 2{,}4$ V, $B < B_A$			10	µA
		$U_Q = U_S$				µA
Ausgangsspannung	U_Q	$U_F = 2{,}4$ V, $B > B_E$ $I_Q = 16$ mA			0,4	V

■ Nicht für Neuentwicklung

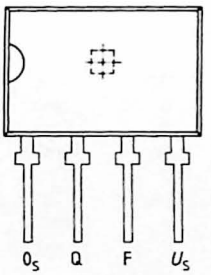
Schaltzeiten
$U_S = 5$ V, $T_U = 25$ °C

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
F nach Q	t_{PHL}	zw. 50 und 50%		0,4	3	µs
	t_{PLH}	zw. 50 und 50%		1	4	µs
Signalübergangszeit	t_{THL}	zw. 90 und 10%			1	µs
an Q	t_{TLH}	zw. 10 und 90%			2	µs
an Freigabeeingang	t_T	zw. 10 und 90%	1			V/µs

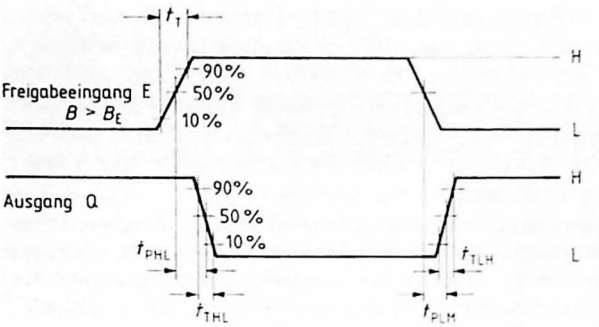
Logisches Verhalten

Freigabe-Eingang	$B > B_E$	$B < B_A$	Ausgang Q
L	X		H
L		X	H
H	X		L
H		X	H

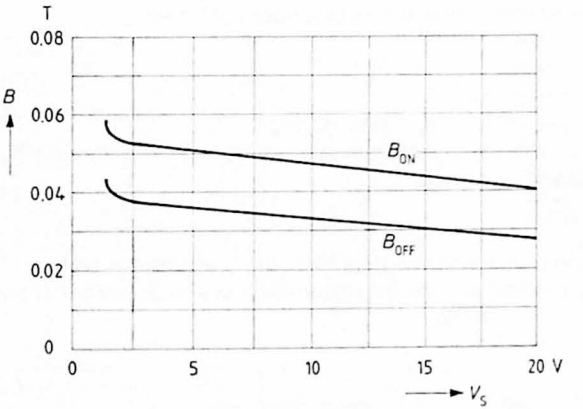
Anschlußanordnung



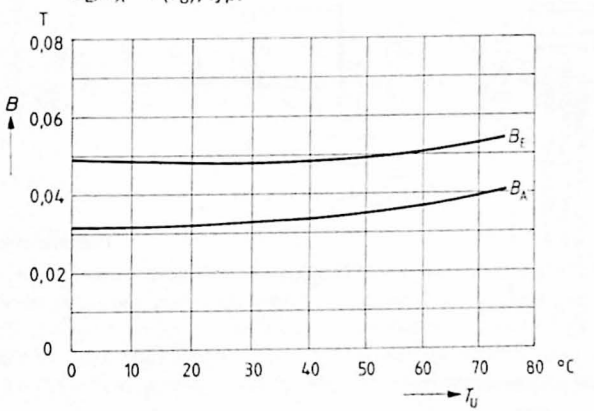
Impulsdiagramm



$B_E, B_A = f(U_S)$, typ.



$B_E, B_A = f(T_U)$, typ.



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
HKZ 101 HKZ 101 S*)	Q67000-S64 Q67000-S64-E10	} Sondergehäuse	} 23

Die Hall-Magnetgabelschranke HKZ 101 ist ein kontaktloser Schalter bestehend aus einer monolitisch integrierten Hall-Schaltung und einem speziellen Magnetkreis, beides in einem Kunststoffgehäuse dicht vergossen. Der Schalter wird durch Eintauchen einer Weicheisenblende in den Luftspalt der Gabelschranke betätigt.

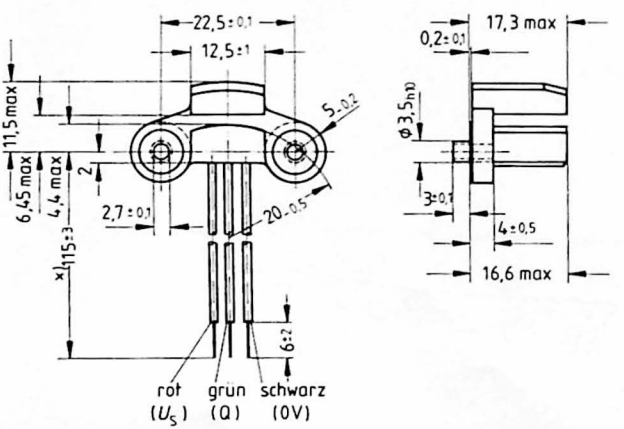
Hauptanwendung ist der Ersatz im Automobil als kontaktloser Unterbrecher in elektronischen Zündsystemen. Zahlreiche industrielle Anwendungsmöglichkeiten gibt es in der Steuerungs- und Regeltechnik besonders dort, wo Schalter unter rauhen Umgebungsbedingungen wartungsfrei arbeiten sollen (z. B.: Drehzahlaufnehmer, Endschalter, Positionsfühler, Geschwindigkeitsmessung, Abtastung von Codierscheiben etc.).

Besondere Merkmale

- Kontaktloser Schalter mit offenem Kollektorausgang (40 mA)
- Statischer Schaltbetrieb
- Hohe Schaltfrequenzen
- Mit Kunststoff dicht vergossen
- Unempfindlichkeit gegen Schmutz, Licht, Vibration
- Großer Temperatur- und Spannungsbereich
- Integrierter Überspannungsschutz
- Hohe Störsicherheit

*) **Hinweis:** Der Temperaturbereich des Typs HKZ 101 S wurde von bisher 0 °C bis 70 °C auf −40 °C bis 130 °C erweitert und die Schaltpunktkennwerte entsprechend angepaßt.

Sondergehäuse



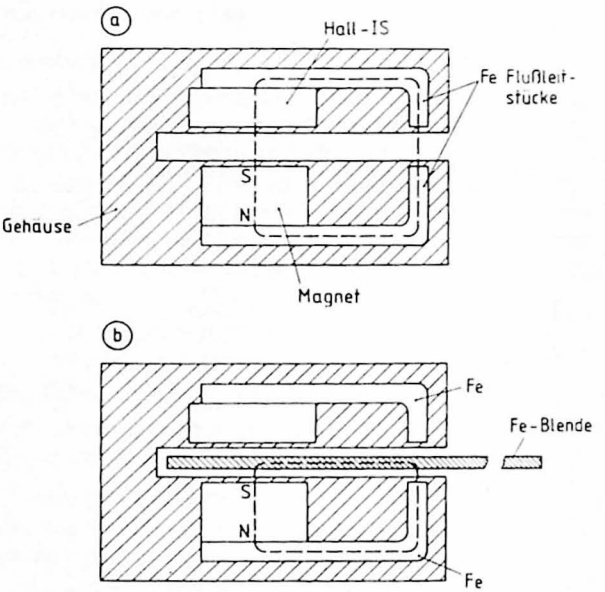
x) Änderung auf 130 ± 3 mm in Vorbereitung

Funktionsbeschreibung

Der Halleffekt-Schalter wird durch eine Weicheisenblende, die durch den Luftspalt zwschen Magnet und Hall-Sensor geführt wird, bedient. Die Blende schließt den magnetischen Fluß vor dem Hall-Sensor kurz, wie im Bild 1 gezeigt. Der offene Kollektorausgang ist leitend (LOW), wenn sich die Blende außerhalb des Luftspaltes befindet und sperrt (HIGH), wenn die Blende in den Luftspalt eingeführt wird. Solange sich die Blende im Luftspalt befindet, bleibt der Ausgang gesperrt. Aufgrund dieser statischen Arbeitsweise ist keine minimale Arbeitsfrequenz erforderlich. Die Ausgangs-Signalflanken sind unabhängig von der Arbeitsfrequenz.

Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen. Die Ausgangsstufe besitzt Schmitt-Trigger Charakteristik. Durch den maximalen Ausgangsstrom von 40 mA des offenen Kollektors können die meisten elektronischen Schaltungen direkt angesteuert werden.

Funktionsprinzip



a) Magnetischer Fluß durch den Hall-Schalter ohne Blende

b) Magnetischer Fluß durch Weicheisenblende kurzgeschlossen

Bild 1

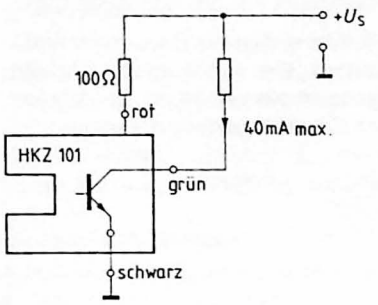
Mechanische Eigenschaften

Die Schranke ist mit einem speziellen Kunststoff dicht vergossen, um auch unter rauhen Umgebungsbedingungen eingesetzt werden zu können. Das Gehäuse ist wasserdicht, erschütterungsbeständig und widerstandsfähig gegen Benzin, Öl und Salz. Zur Befestigung des Sensors auf einer Trägerplatte sind 2 Hohlnieten ins Gehäuse eingegossen. Der Schaltkreis besitzt drei flexible Drahtanschlüsse für die Stromversorgung und den Ausgang.

Anwendungshinweis

Der Ausgangsstrom des „offenen Kollektors" muß durch einen an die Anwendung angepaßten Lastwiderstand auf den maximal zulässigen Wert begrenzt werden.

Zur optimalen Wirksamkeit des integrierten Überspannungsschutzes wird empfohlen einen Widerstand von ca. 100 Ω zur Strombegrenzung in der Versorgung des Bausteins vorzusehen.



Grenzdaten		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		−1,2	24	V
		$T_U = 25\,°C$		30	V
Ausgangsspannung im AUS-Zustand	U_Q		−0,8	30	V
Inverser Speisestrom (extern begrenzt)	$-I_S$	$T_U \leq 80\,°C$ $t \leq 1$ h		200	mA
Ausgangsstrom	I_Q	ohne Blende		40	mA
inverser Ausgangsstrom	$-I_Q$			30	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		−40	135	°C
Lagertemperatur	T_s		−40	150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$			170	K/W

Funktionsbereich					
Umgebungstemperatur	T_U		−40	130	°C
Speisespannung	U_S		4,5	24	V
Blende*): Dicke	a		0,5		mm
Breite	b		8		mm
Lücke	c		8		mm
Eintauchhöhe	h		4,6	9	mm
Lückenhöhe	d		17,3 − h		mm

*) siehe Bild 3

Elektrische Kenndaten U_S = 5 V bis 18 V, T_U = −30 °C bis 130 °C		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Ausgangssättigungsspannung	$U_{Q\,Sat}$	ohne Blende I_Q = 40 mA			
		T_U = -30..110 °C		0,4	V
		T_U = 110..130 °C		0,6	V
Ausgangssperrstrom	I_{QR}	mit Blende		10	µA
Speisestrom	I_S	ohne Blende		12	mA
Schaltzeiten	t_{LH}, t_{HL}	I_Q = 40 mA		1	µs
Überspannungsbegrenzung					
– Speisespannung (U_S)	U_{SZ}	I_S = 16 mA	32	42	V
– Ausgang (U_Q)	U_{SO}	I_S = 16 mA	32	42	V

Schaltpunktkenndaten

Definition

In den meisten Anwendungen wird der Schaltpunkt bei der Montage durch mechanische Justierung genau eingestellt und damit alle im System auftretenden mechanischen Toleranzen einschließlich der Exemplarstreuung der Schranke abgeglichen. Für die Funktion des Gerätes im Betrieb sind dann nur noch die von Temperatur und Betriebsspannung abhängigen Änderungen der Kennwerte von Bedeutung.

Die Kennwerte der Schaltpunkte sind daher nicht direkt auf die mechanischen Maße der Schranke bezogen, sondern auf einen elektrisch definierten Symmetriepunkt B_0 gemäß Formel 1):

1) $B_0 = (EIN_l + AUS_l + EIN_r + AUS_r) : 4$
$B_0 = A_0 \pm 0{,}3$ mm

Die Definition der Ein- und Ausschaltpunkte ist in Bild 2 veranschaulicht.

Der Einschaltpunkt f_e ergibt sich durch Subtraktion des gemessenen Einschaltwertes vom Bezugspunkt B_0:

2) $f_e = EIN_r - B_0 = B_0 - EIN_l$

Der Ausschaltpunkt f_a berechnet sich aus der Differenz von entsprechenden Ein- und Ausschaltpunkten:

3) $f_a = EIN_r - AUS_r = AUS_l - EIN_l$

f_{e0} und f_{a0} sind die unter Normalbedingungen (U_S = 12 V, T_U = 25 °C) am einzelnen Bauteil gemessenen Schaltpunkte im Rahmen der Exemplarstreuung.

Die Änderung der Schaltpunkte ist nach 4) definiert:

4) $\Delta f_e = f_e - f_{e0}$
$\Delta f_a = f_a - f_{a0}$

Definition der Schaltpunkte

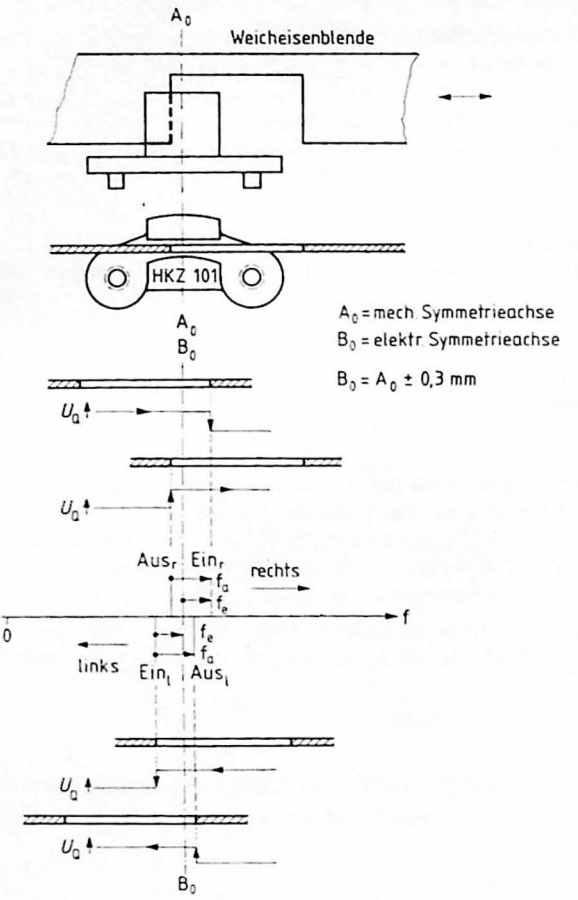
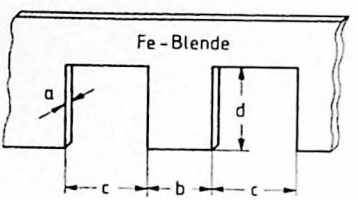


Bild 2

Mechanische Meßbedingungen

a) Meßblende (Material Weicheisen)



b) Eintauchhöhe

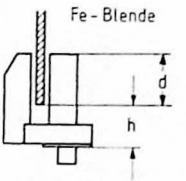


Bild 3

Schaltpunktkenndaten

Blende: a = 0,75 mm, b = 8 mm, c = 10 mm
Position: mittig im Luftspalt
U_S = 5 V bis 18 V

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
HKZ 101						
Einschaltpunkt	f_{e0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	0,85	1,45	2,05	mm
Änderungen	Δf_e	T_U = −30...25 °C	−0,4	+0,15	+0,7	mm
		T_U = 25...80 °C	−0,2	+0,15	+0,4	mm
		T_U = 80...130 °C	−0,4	+0,2	+0,7	mm
Ausschaltpunkt	f_{a0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	1,54	2,54	3,54	mm
Änderungen	Δf_a	T_U = −30...25 °C	−0,8	+0,3	1,4	mm
		T_U = 25...80 °C	−0,4	+0,3	0,8	mm
		T_U = 80...130 °C	−0,8	+0,4	1,4	mm
HKZ 101 S*)						
Einschaltpunkt	f_{e0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	0,65		2,3	mm
Änderungen	Δf_e	T_U = −30...130 °C	−0,4		+0,75	mm
Ausschaltpunkt	f_{a0}	U_S = 12 V, T_U = 25 °C	0,8		4,9	mm
Änderungen	Δf_a	T_U = −30...130 °C	−0,4		+1,5	mm

*) Die Schaltpunktwerte bei HKZ 101 S wurden an den erweiterten Temperaturbereich angepaßt

Nichtflüchtige Speicher

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 2006	Q67100-Q264	DIP 18	14

Allgemeine Eigenschaften

- Elektrisch wortweise umprogrammierbarer, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik
- Speicherkapazität 512 bit (32 Worte zu je 16 bit)
- Serielle Wortadreß-, Chipselekt- und Befehlseingabe über ein 8-bit- bzw. 12-bit-Steuerwort (durch externe Verdrahtung umschaltbar)
- Lösch- und Schreibdauer durch chipinterne Steuerung festgelegt
- Signalausgänge mit Open-drain-Stufen
  Aktive Signalein- und -ausgänge durch Anschlußbeschaltung invertierbar
- Anzahl der Umprogrammierungen $> 10^4$
- Anzahl der Auslesevorgänge ohne Refresh unbegrenzt
- Speicherzeit wenigstens 10 Jahre

Grenzdaten

Speisespannung	$U_{DD\,2-1}$	22	V
Speisespannung	$U_{PI\,18-1}$	22	V
Speisespannung	$U_{PH\,3-1}$	41	V
Eingangsspannung	U_{i-17}	16	V
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	400	mW
Lagertemperatur	T_s	−40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	90	K/W

Funktionsbereich
(bezogen auf $U_{SS} = 0$ V)

Speisespannung	$U_{DD\,2}$	14 bis 16	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C

Statische Kenndaten
(alle Spannungen bezogen auf $U_{SS} = 0$ V)

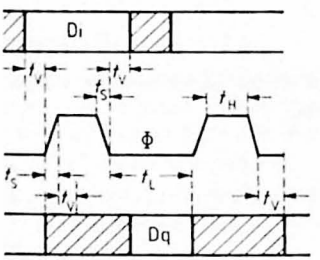
		min	typ	max	
Speisestrom	I_{DD2}		10	20	mA
Substratvorspannung	$-U_{BB1}$	4		6	V
Substratstrom					
Substratstrom, mittlerer Strom	$-I_{BB1m}$ [1]		0,5	2	mA
Substratstrom, Impuls-Spitzenstrom	$-I_{BB1s}$ [1]			10	mA
Programmierspannung	U_{PH3} [1]		33	35	V
Programmierstrom, Ruhestrom	I_{PH3}		0,1		mA
Programmierstrom, mittlerer Strom	I_{PH3m}		2	5	mA
Programmierstrom, Impuls-Spitzenstrom	I_{PH3s}		5	10	mA
Schreibspannung	U_{PI18} [1]		15	16	V
Schreibstrom, Ruhestrom	I_{PI18}		0,1		mA
Schreibstrom, mittlerer Strom	I_{PI18m}		5	20	mA
Schreibstrom, Impuls-Spitzenstrom	I_{PI18s}		15	50	mA
Eingänge					
Di	$U_{L8,12,16}$	0		0,5	V
$\Phi/\overline{\Phi}$	$U_{H8,12,16}$	4		U_{DD}	V
REC/$\overline{\text{REC}}$	$I_{H8,12,16}$			10	µA
($U_H = U_{DD}$)					
STWL					
($-I_L = 100$ µA, Pull-up-Widerstände)	$U_{L4,15,9,11,10}$	0		0,5	V
INV	$U_{H4,15,9,11,10}$	4		U_{DD}	V
CS 3	$I_{H4,15,9,11,10}$			10	µA
CS 1, CS 2					
(mit nur 12-bit-Steuerwort; $U_H = U_{DD}$)	$I_{H4,15,9,11,10}$			10	µA
($U_L = 0$ V; $U_H = U_{DD}$)	$I_{L4,15,9,11,10}$			300	µA
$\overline{\text{RES}}$	U_{L6}	0		0,5	V
	U_{H6}	4		U_{DD}	V
($U_L = 0$ V)	$-I_L$			200	µA
($U_H = U_{DD}$)	I_H			200	µA
Ausgänge					
Dq/$\overline{\text{Dq}}$, $\overline{\text{L}}$/L	$U_{L14,13}$			0,5	V
($I_L = 1$ mA; Open-drain-Stufen)					
($U_H = U_{DD}$)	$I_{H14,13}$			10	µA

1) nur während des Programmierens erforderlich

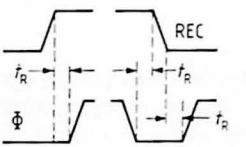
Dynamische Kenndaten

		min	typ	max	
Datenbus					
Φ-Clock	t_H	5			µs
INV auf low	$-t_L$	10			µs
Φ-Clock	t_H	10			µs
INV auf high	t_L	5			µs
	t_V	5			µs
	t_S			2	µs
Flankenabstand	t_R	5			µs
INV auf low oder high					
Programmierzeit ($U_{PH} = 33$ V, $U_{PI} = 15$ V)	t_{Prog}		0,1	1	s
Programmierfrequenz	f_{Prog}			1	Hz

INV auf low



Flankenabstand



Schaltungsbeschreibung

Datentransfer

Der Datentransfer mit dem SDA 2006 erfolgt seriell über einen 5-Leitungs-Bus, bestehend aus:

Dateneingang Di
Datenausgang Dq/$\overline{Dq}$
Dateneingabesignal REC/$\overline{REC}$ (receive data)—:
Takteingang $\Phi/\overline{\Phi}$
Porgrammierungsausgangssignal $\overline{L}$/L (load)

Die aktiven Eingangs- bzw. Ausgangspegel lassen sich über den Eingang INV invertieren. Sie sind als Gruppe umschaltbar, um die Anpassung an unterschiedliche externe Schaltkreise zu erleichtern:

Anschluß	Potential		Bemerkung
INV	low (U_{SS})	high (U_{DD})	
Di/$\overline{Dq}$	Di = Dq	Di = $\overline{Dq}$	
REC/$\overline{REC}$	high	low	während Dateneingabe
$\Phi/\overline{\Phi}$	high	low	aktiver Schiebeimpuls
$\overline{L}$/L	low	high	bei Umprogrammierung

Chipsteuerung

Die Steuerinformation wird über den Dateneingang Di in Form eines Steuerwortes eingegeben, dessen Länge sich über den Eingang STWL einstellen läßt:

Anschluß STWL	low	high (offen oder U_{DD})
Steuerwortlänge	8 bit	12 bit

Die Steuerworte enthalten Informationen über Wortadresse, Chipadresse und Befehl und haben folgende Formate (A0 als LSB zuerst):

8-bit-Steuerwort	A0	A1	A2	A3	A4			B1	B2		C3		
12-bit-Steuerwort	A0	A1	A2	A3		B0	B1	B2	B3	A4	C1	C2	C3

mit A 0.....A 4 Wortadressbits
B 0.....B 3 Befehlsbits
C 1.....C 3 Chipauswahlbits

Befehlskodierung:

12-bit-Steuerwort				
B0	B1	B2	B3	Befehl
low	high	high	high	Auslesen, D 9 als LSB
low	low	high	high	Auslesen, D 1 als LSB
low	low	low	high	Programmieren
	8-bit-Steuerwort			

Chipselekt:

Ein Befehl wird in einem Speicher nur dann ausdecodiert, wenn die Information der Chipauswahlbits mit der an den Chipselekteingängen übereinstimmt.

Chipselekt-Anschluß		Chipselect-Bit	
CS 1	◄⟶►	C 1	
CS 2	◄⟶►	C 2	12-bit-Steuerwort
8-bit-Steuerw. CS 3	◄⟶►	C 3	

Mit 8-bit-Steuerwort bleiben CS1 und CS 2 unbeschaltet.

Auslesen (Abb. 1a und b)

Vor dem Lesen des Speichers muß das 8- bzw. 12-bit-Steuerwort seriell am Dateneingang Di eingetaktet werden. Zur Eingabe des Steuerwortes sind 8 bzw. 12 Taktimpulse am Eingang $\Phi/\overline{\Phi}$ erforderlich. Während der Eingabe ist der Eingang REC/$\overline{\text{REC}}$ aktiv (aktiv high für low an INV, aktiv low für high an INV).

Durch die hintere Flanke des REC/$\overline{\text{REC}}$-Signals wird die Informationsaufnahme abgeschlossen und bei Chipselekt der Auslesebefehl decodiert. Damit wird auch der Datenausgang Di/$\overline{\text{Dq}}$ niederohmig.

Mit einem weiteren Taktimpuls S wird der Auslesevorgang gestartet. Die Daten werden mit der Rückflanke weiterer Taktimpulse weitergeschoben. Das LSB gelangt mit dem ersten dieser Impulse an den Datenausgang.

Als LSB kann beim Auslesen über das Steuerwort entweder das erste Datenbit D1 oder das neunte Datenbit D 9 gewählt werden. Der Auslesevorgang läßt sich nach einer beliebigen Zahl von Schiebeimpulsen abbrechen. Damit ist jedes abgespeicherte 16-bit-Speicherwort auch in zwei-8-bit-Datenworte aufgeteilt auslesbar.

Umprogrammieren (Abb. 2a und b)

Vor Beginn des Programmierens muß mit aktivem REC/$\overline{\text{REC}}$-Signal zunächst das 16-bit-Datenwort (D1 als LSB zuerst), dann das 8- bzw. 12-bit-Steuerwort am Dateneingang Di eingetaktet werden. Durch die Rückflanke des REC/$\overline{\text{REC}}$-Signals wird bei Chipselekt der Programmierbefehl ausdecodiert Der Umprogrammiervorgang beginnt aber erst mit der Rückflanke eines weiteren Taktimpulses und wird dem Speicherkontroller über das $\overline{\text{L}}$/L-Signal mitgeteilt.

Die Dauer t_{Prog} des Umprogrammierens ist durch chipinterne Steuerung festgelegt. Unabhängig von den äußeren Betriebsspannungen U_{PH} und U_{PI} wird der Lösch- und der Schreibvorgang erst dann beendet, wenn alle Speicherzellen den gewünschten Zustand erreicht haben. Der Speicher ist während des Umschreibens extern nicht zu beeinflussen, da die Eingänge REC/$\overline{\text{REC}}$, $\Phi\overline{\Phi}$ und Di verriegelt bleiben. Der Vorgang kann nur durch einen Nullpegel am Eingang $\overline{\text{RES}}$ vorzeitig abgebrochen werden.

Resetfunktionen

Eine Spannung mit Lowpegel am Eingang $\overline{\text{RES}}$ bringt den Speicher in den Reset-Zustand. Der Eingang ist intern mit einem Spannungsteiler beschaltet, der für $U_{DD} > 11$ V den Resetzustand sicher beendet. Wenn beim Ein- und Ausschalten undefinierte Signal- und Betriebsspannungspegel auftreten, sollte, um das unerwünschte Ausdecodieren eines Programmier- oder Lesebefehls zu vermeiden, der Eingang des $\overline{\text{RES}}$ während der gesamten Ein- und Ausschaltphase auf low gehalten werden. Wenn der Low-Zustand über die externe Ansteuerung nicht einstellbar ist, empfiehlt es sich, den Eingang $\overline{\text{RES}}$ (Anschluß 6) über eine 12-V-Diode an U_{DD} (Anschluß 2) und einen 3-kΩ-Widerstand an Masse (Anschluß 17) zu koppeln.

Spannungsversorgung

Der SDA 2006 hat vier herausgeführte Spannungseingänge U_{PH}, U_{PI}, U_{DD}, U_{BB} gegen U_{SS} (Masse-Anschluß). Davon sind U_{DD} und U_{PI} normalerweise extern miteinander verbunden. Die Spannungen U_{PH} und U_{PI} sind nur während des Programmierens erforderlich. Während des Auslesens und in Ruhestellung dürfen sie auch offen sein oder auf Massepotential liegen. Die Beträge dieser Spannungen beeinflussen nur die Dauer, nicht aber die Zuverlässigkeit des nichtflüchtigen Abspeichervorgangs.

Abb. 3 zeigt eine zweckmäßige Beschaltung als Abstimmspeicher in Fernsehgeräten.

Invertierter Pegel (Eingang INV auf high oder offen)

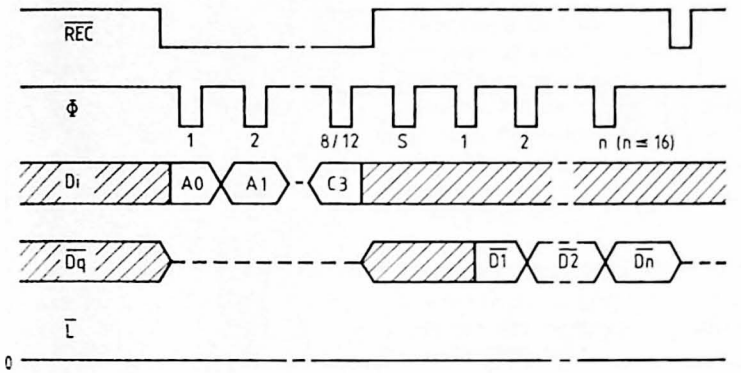


Abb. 1a

Nicht invertierter Pegel (Eingang INV auf low)

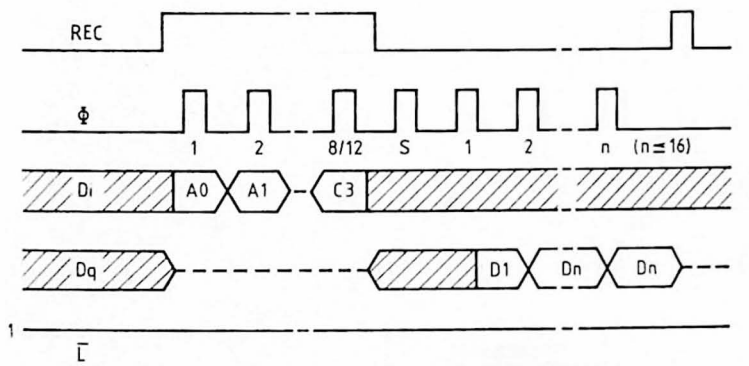


Abb. 1b

Abb. 1a und 1b Lesevorgang (nur die jeweils aktiven Pegel sind angegeben)

Invertierter Pegel (Eingang INV auf high oder offen)

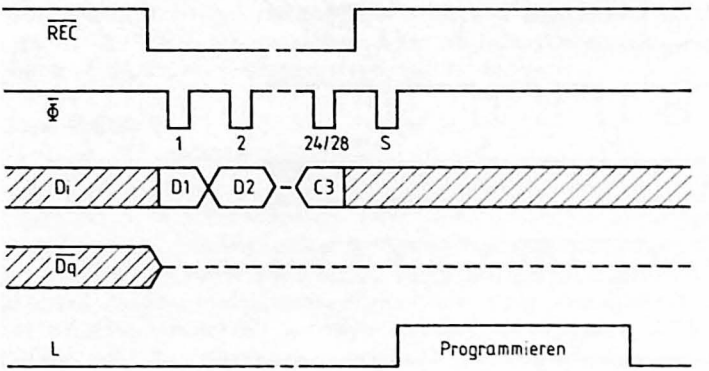


Abb. 2a

Nicht invertierter Pegel (Eingang INV auf low)

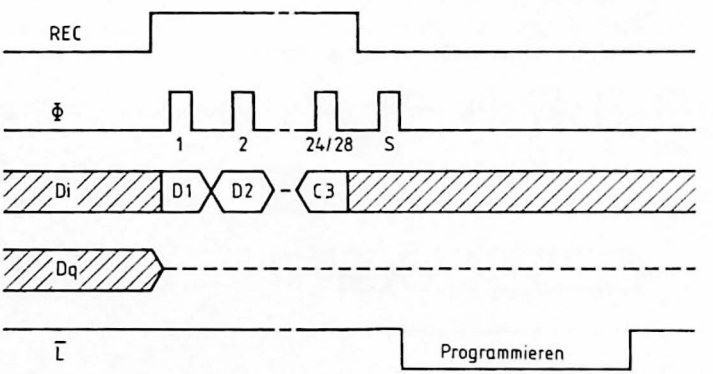


Abb. 2b

Abb. 2a und 2b Programmiervorgang (nur die jeweils aktiven Pegel sind angegeben)

Anschlußbelegung

Anschl.-Nr.	Symbol	Funktion
1	U_{BB}	Substratvorspannung
2	U_{DD}	Speisespannung
3	U_{PH}	Programmierspannung
4	STWL	Steuerwortlänge 12 bzw. 8 bit (Eingang) (12 bit für high oder offen)
5		bleibt offen
6	$\overline{RES}$	Reseteingang
7		bleibt offen
8	Di	Dateneingang
9	CS 3	Chipselekteingang (8- und 12-bit-Steuerwort)
10	CS 2	Chipselekteingang (12-bit-Steuerwort)
11	CS 1	Chipselekteingang (12-bit-Steuerwort)
12	$\Phi/\overline{\Phi}$	Clockeingang[1])
13	$\overline{L}/L$	Programmiersignalausgang (load)[1])
14	$Dq/\overline{Dq}$	Datenausgang[1])
15	INV	Signalinvertierung (Eingang)
16	$REC/\overline{REC}$	Dateneingabesteuereingang (receive)[1])
17	U_{SS}	Masse
18	U_{PI}	Schreibspannung

1) Erste Polarität für INV auf low. Zweite Polarität für INV auf high.

SDA 2006 als Abstimmspeicher in Fernsehgeräten

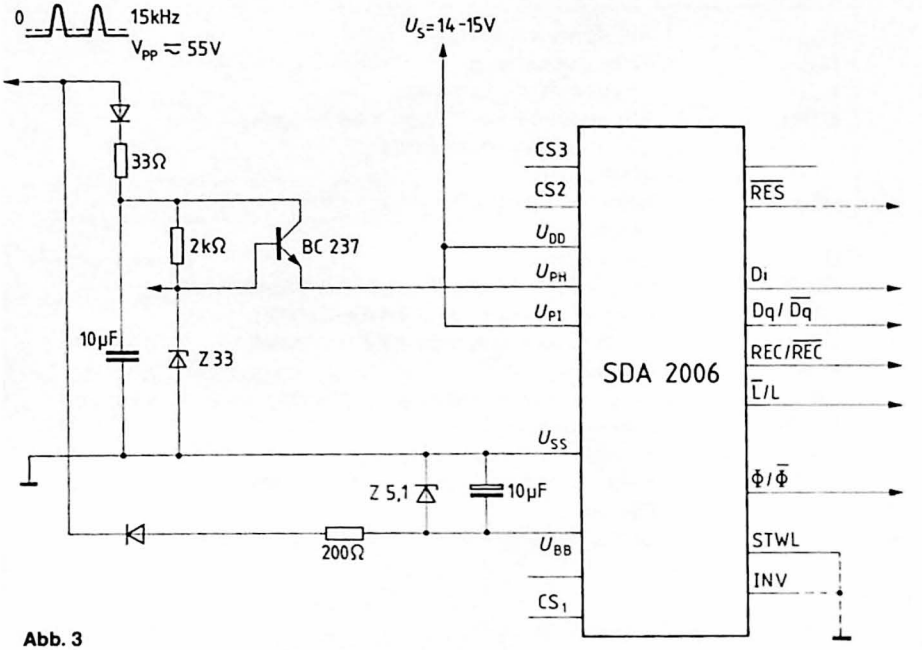


Abb. 3

Vorläufige Daten **MOS-Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SDA 2116	Q67000-A2128	DIP 8	9

Allgemeine Eigenschaften

- Elektrisch wortweise umprogrammierbarer, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik
- Organisation 128 Worte zu je 8 bit
- Betriebsspannungen 5 V und 25 V
- Insgesamt 3 Leitungen zwischen Steuerprozessor und E²PROM für Datentransfer und Chipsteuerung
- Daten- (8 bit), Adress- (7 bit) und Steuerinformationseingabe (1 bit) sowie Datenausgabe seriell
- Anzahl der Umprogrammierungen je Adresse $> 10^3$
- Datenerhaltung > 10 Jahre (Betriebstemperaturbereich)
- Anzahl der Auslesevorgänge ohne Refresh unbegrenzt
- Löschen bzw. Schreiben in jeweils 50 ms

Grenzdaten

Speisespannung 1	U_{CC}	−0,3 bis 6	V
Speisespannung 2	U_{PP}	−0,3 bis 26	V
Eingangsspannung	U_i	−0,3 bis 6	V
Lagertemperatur	T_s	−40 bis 125	V
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{CC}	4,5 bis 5,5	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	°C

Statische Kenndaten		min	typ	max	
Speisespannung 1	U_{CC}	4,5	5	5,5	V
Speisestrom 1	I_{CC}			5	mA
Speisespannung 2	U_{PP}	22,8[1]	24[1]	25,6[1]	V
Speisestrom 2	I_{PP}			2	mA
Eingänge	U_L			0,5	V
(D, Φ, $\overline{CE}$)	U_H	3,0			V
(U_H = 5,5 V)	I_H			10	µA
Datenausgang D (Open drain)					
(U_L = 0,5 V)	I_L			0,5	mA
(U_H = 5,5 V)	I_H			10	µA
Clockimpulse Φ					
High-Dauer	Φ_H	2,5		20	µs
Low-Dauer					
vor/nach Φ_H	Φ_L	5			µs
vor/nach $\overline{CE}$-Änderung	Φ_L	5			µs
vor/nach D-Änderung	Φ_L	2,5			µs
Flankenabstand					
$\overline{CE}$ gegen D	Δt	2,5			µs
Löschdauer	$t_{Lö}$	50			ms
Schreibdauer	t_{Schr}	50			ms

1) Spannungsspitzen oberhalb des statischen Wertes von U_{PP} sind zu vermeiden, z.B. durch eine 27-V-Diode zwischen den Eingängen 6 und 1.

Datentransfer und Chipsteuerung

Für den gesamten Datentransfer zwischen Steuerprozessor und E^2PROM-Speicher sind drei Leitungen erforderlich, die jeweils mehrere Funktionen haben.

a) Datenleitung D:
- Bidirektionaler serieller Datentransfer
- Serielle Adresseingabe
- Getaktete Eingabe einer Steuerinformation
- Steuereingang direkt

b) Taktleitung Φ :
- Daten-, Adress- und Steuerbiteingabe
- Datenausgabe
- Start Auslesen mit Übernahme der Daten aus Speicher in Schieberegister bzw. Start Datenänderung beim Umprogrammieren

c) Chipaktivierungsleitung $\overline{CE}$:
- Chipreset und Dateneingabe (aktiv high)
- Chipaktivierung (aktiv low)

Vor einer Chipaktivierung wird über den bidirektionalen Datenbus die Daten-, Adress- und Steuerinformation eingetaktet. Diese Daten bleiben während des Umprogrammierens und beim Auslesen bis zum 2. Clockimpuls im Schieberegister erhalten. Folgende Datenformate sind einzugeben:

a) Speicher auslesen: Ein 8-bit-Steuerwort, davon
- 7 Adressbits A 0 bis A 6 (A 0 als LSB zuerst)
- 1 Steuerbit, SB = „0", hinter A 6

b) Speicher umprogrammieren (Löschen und/oder Schreiben)
16-bit-Eingabeinformation, davon
- 8-bit D 0 bis D 7 neue Speicherinformation (D 0 als LSB zuerst)
- 7-bit A 0 bis A 6 Adressinformation (A 0 als LSB hinter D 7 zuerst)
- 1-bit-Steuerinformation, SB = „1", hinter A 6

Auslesen (vgl. Abb. 1)

Nach der Dateneingabe und mit SB = „0" wird der Auslesevorgang der angewählten Wortadresse mit dem Übergang $\overline{CE}$ von „1" nach „0" gestartet. Die während der Chipaktivierung auf der Datenleitung stehende Information ist ohne Einfluß.

Mit dem ersten Clockimpuls nach $\overline{CE}$ = „0" wird das Datenwort aus der angewählten Speicheradresse in das Schieberegister übernommen. Nach Beendigung des ersten Φ -Impulses wird der Datenausgang niederohmig und das erste Datenbit D0 kann am Datenanschluß abgefragt werden. Mit jedem weiteren Clockimpuls wird ein weiteres Datenbit an den Ausgang geschoben. Die Datenleitung wird durch den Übergang $\overline{CE}$ von „0" nach „1" wieder hochohmig.

Umprogrammieren (vgl. Abb. 2)

Ein vollständiger Umprogrammiervorgang setzt sich normalerweise aus einem Löschvorgang und einem nachfolgenden Schreibvorgang zusammen. Beim Löschen werden alle Bits des angewählten Wortes in den einheitlichen „1"-Zustand gebracht, beim Schreiben werden „0"-Zustände entsprechend der Information im Schieberegister hergestellt.

Ein Umprogrammiervorgang wird gestartet, wenn nach der Dateneingabe bei Chipaktivierung eine Information SB = „1" in der betreffenden Zelle des Schieberegisters steht. Ob dabei ein Lösch- oder ein Schreibvorgang abläuft, hängt wiederum von der Information auf der Datenleitung D während der Chipaktivierung ab.

Für das Löschen in den „1"-Zustand muß auch am Dateneingang während des Überganges $\overline{CE}$ auf low eine „1" stehen. Soll dagegen ein Schreibvorgang in den „0"-Zustand begonnen werden, so muß auch an der Datenleitung während der Chipaktivierung eine „0" stehen.

Für den Programmierstart ist anschließend ein Startimpuls am Clockeingang Φ erforderlich, bis zu dessen Vorderflanke die Steuerinformation an D stabil bleiben muß. Die aktive Datenänderung beginnt mit der Rückflanke dieses Startimpulses. Der Programmiervorgang wird durch Rücknahme der Chipaktivierung, d.h. durch $\overline{CE}$ = „1" beendet.

Die Umprogrammierung eines Wortes beginnt mit Start und Ablauf eines Löschvorganges. Durch $\overline{CE}$ = „1" wird das Löschen beendet. Das zum Schreiben ebenfalls erforderliche Steuerbit SB = „1" im Schieberegister bleibt auch nach Beendigung des Löschens stabil. Zum Schreiben des angewählten Wortes muß also lediglich die Datenleitung D von „1" nach „0" umgeschaltet, der Chip mit $\overline{CE}$ = „0" erneut aktiviert und mit Hilfe des Startimpulses die Datenänderung begonnen werden.

Löschen und Schreiben können natürlich auch einzeln durchgeführt werden. Um durch das Löschen eine sichere „1" in allen acht Bits der angewählten Speicheradresse zu erhalten, muß aber vor dem Löschen ein Datenwort mit achtmal „1" eingegeben werden. Beim Schreiben eines vorher nicht gelöschten Wortes addieren sich die „0"-Zustände der alten und der neuen Information.

RESET und Betriebsspannungen

Ein nicht angewählter Speicher befindet sich durch den Zustand $\overline{CE}$ = „1" automatisch im Resetzustand. Alle Flipflops der Ablaufsteuerung sind zurückgesetzt. Die Information im Schieberegister bleibt dagegen erhalten und wird erst durch Verschieben der Daten geändert. Die Reihenfolge des Einschaltens von U_{CC} und U_{PP} ist beliebig. Um das unerwünschte Ausdecodieren eines Schreib- oder Lesebefehls durch undefinierte Signal- und Spannungspegel zu vermeiden, sollte $\overline{CE}$ während des Einschaltens auf high, ϕ auf low gehalten werden.

Anschlußbelegung

Anschluß Nr.	Symbol	Funktion
1	U_{SS}	Masse
2	$\overline{CE}$	Chipaktivierung
3	U_{CC}	Betriebsspannung 5 V
4	D	Datenein-/ausgang
5	$\overline{\phi}$	Takteingang
6	U_{PP}	Programmierspannung 25 V
7	TP	Testeingang, an U_{SS}
8	TG	Testeingang, bleibt offen

Auslesezyklus (1-Kbit-E²PROM)

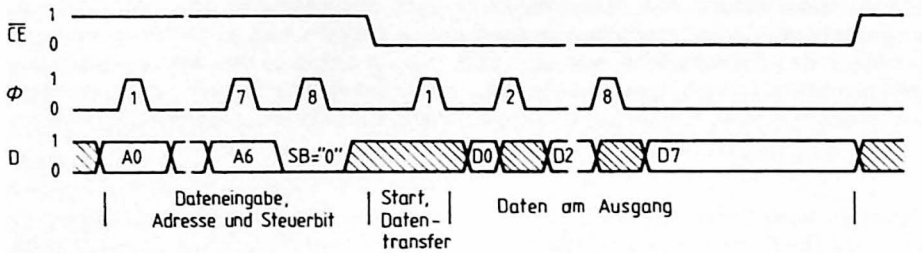


Abb. 1

Umprogrammierzyklus (1-Kbit-E²PROM)

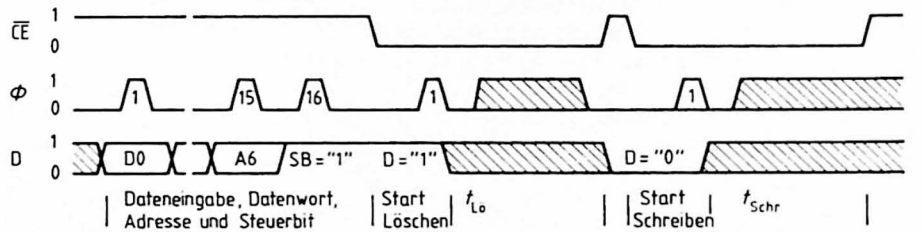


Abb. 2

Sonstige ICs

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
S 178 A	Q67100-Z139	DIP 28	19

Der S 178 A ist eine hochintegrierte MOS-Schaltung in p-Kanal-Metal-Gate-Technik mit Enhancement- und-Depletion-Transistoren mit folgenden technischen Merkmalen:

Der **Video-Impulsgeber** realisiert die zur Steuerung notwendigen Synchron-, Steuer- und Löschsignale für Kameras, Mischpulte u. ä. Geräte.

Folgende Signale werden erzeugt:

- Austast-Signal A
- Synchron-Signal S
- Horizontal-Impuls H
- Vertikal-Impuls V
- Klemm-Impuls K_t
- Horizontal-Austast-Impuls A (H)
- Doppelte Zeilenfrequenz $H/_2$ } → $H/_2 + V_R$-Signal bei externer Signalmischung
  Halbe Vertikalfrequenz V_R }
- Vidikon Austastsignal V_A

Besondere Eigenschaften

Alle Impulse werden digital aus der, einem Impulsschema zugeordneten, Eingangsfrequenz mit Tastverhältnis 1 : 1 abgeleitet.

Impulslängen nach neuer CCIR-Norm und EIA-Standard.

Fest programmiert sind folgende 6 Impulsschemen (durch 3-bit-Codierung und Zeilenzahl-codierung):

525 Zeilen (60 Hz) erforderliche Eingangsfrequenz 1,008 MHz
625 Zeilen (50 Hz) erforderliche Eingangsfrequenz 1,000 MHz
735 Zeilen (60 Hz) erforderliche Eingangsfrequenz 1,4112 MHz
875 Zeilen (50 Hz) erforderliche Eingangsfrequenz 1,400 MHz
1023 Zeilen (60 Hz) erforderliche Eingangsfrequenz 1,96416 MHz
1249 Zeilen (50 Hz) erforderliche Eingangsfrequenz 1,9984 MHz

In Abweichung dazu kann jede Zeilenzahl zwischen 512 und 1535 eingestellt werden.

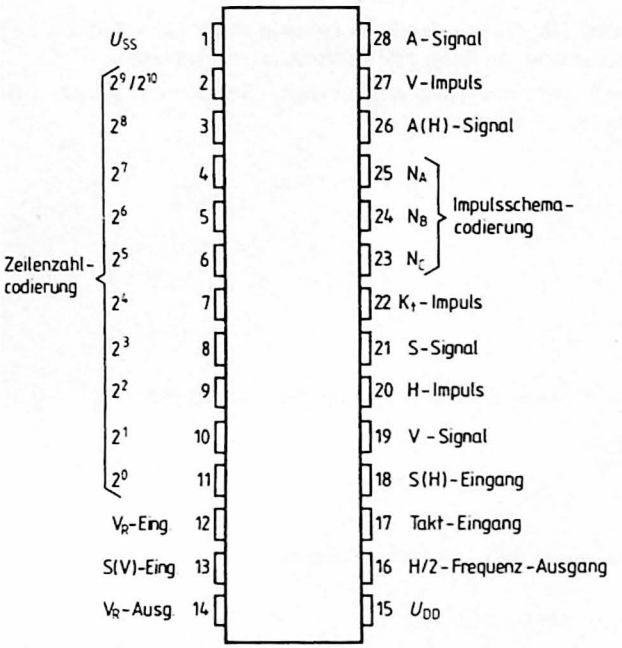
Zu beachten ist dabei, daß eine Bildwechselfrequenz von 50 Hz (Teilbilddauer 20 ms) bzw. 60 Hz (16,66) erreicht wird.

Es ist jedoch möglich, innerhalb des Betriebsfrequenzbereichs jede Normeinstellung mit jeder Zeilenzahl zu mischen.

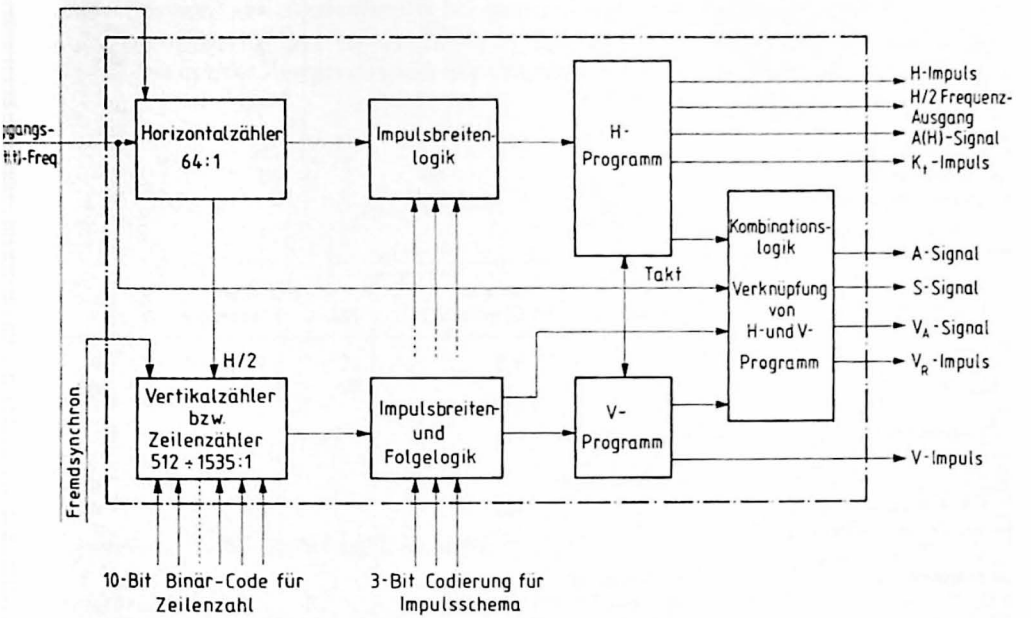
Es gilt die Beziehung:

Eingangsfrequenz f_I = 64 : Zeilenperiode H
= 32 · Zeilenzahl Z · Bildfrequenz f_B

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Blockschaltbild



Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung Spannung an allen Eingängen } bezogen auf $U_{SS} = 0$ V	U_{DD}	−12	0,3	V
	U_I	−20	0,3	V
Eingangsstrom ($U_I = 0{,}3$ V; $U_{SS} = 0$ V)	I_I		100	µA
Ausgangsstrom	I_{QH}		−100	µA
	I_{QL}		2	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	−55	125	°C
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−25	75	°C

Kenndaten

$T_U = 25$ °C

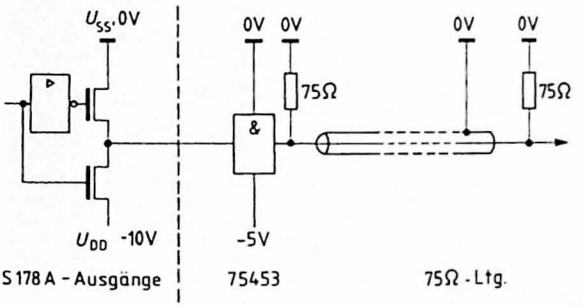
		Bedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Betriebsspannung	$-U_{DD}$		9,5	10	10,5	V
Stromaufnahme	I_{DD}			60	70	mA
Eingänge:		direkte Ansteuerung mit TTL-Ausgangspegel				
Log. H-Eingangspegel	U_{IH}		$U_{SS}-1{,}5$		U_{SS}	V
Log. L-Eingangspegel	U_{IL}		$-U_{DD}$		$-U_{DD}+5{,}5$	V
Ausgänge:		bei Belastung mit einem TTL-Eingang:				
Log. H-Ausgangspegel	U_{QH}	$I_{QH} = -40$ µA	$U_{SS}-2{,}6$			V
Log. L-Ausgangssignal	U_{QL}	$I_{QL} = 1{,}6$ mA	TTL GND−0,7		TTL GND+0,4	V
		bei Belastung mit 2 LPS-Eingängen:				
Log. H-Ausgangspegel	U_{QH}	$I_{QH} = -40$ µA	$U_{SS}-2{,}6$			V
Log. L-Ausgangspegel	U_{QL}	$I_{QL} = 0{,}8$ mA	LPS GND−0,7		LPS GND+0,4	V
		bei nur kapazitiver Belastung:				
Log. H-Ausgangspegel	U_{QH}		$U_{SS}-2{,}6$			V
Log. L-Ausgangspegel	U_{QL}		U_{DD}		$U_{DD}+1$	V
Flankensteilheit d. Ausg.	t_T	bei Belastung mit 2 LPS-Eingängen			100	ns
Eingangsfrequenz	f_T		1		2	MHz
Laufzeit	t_P	Taktflanke Signalausgang	0,2		0,4	µs

Interface zum 75 Ω-Kabel

Da die Ausgänge des Impulsgebers mit je einem TTL-Eingang belastbar sind, ist eine Treiberstufe erforderlich.

Dabei ist nach dem angegebenen Schaltbild zu beschalten.

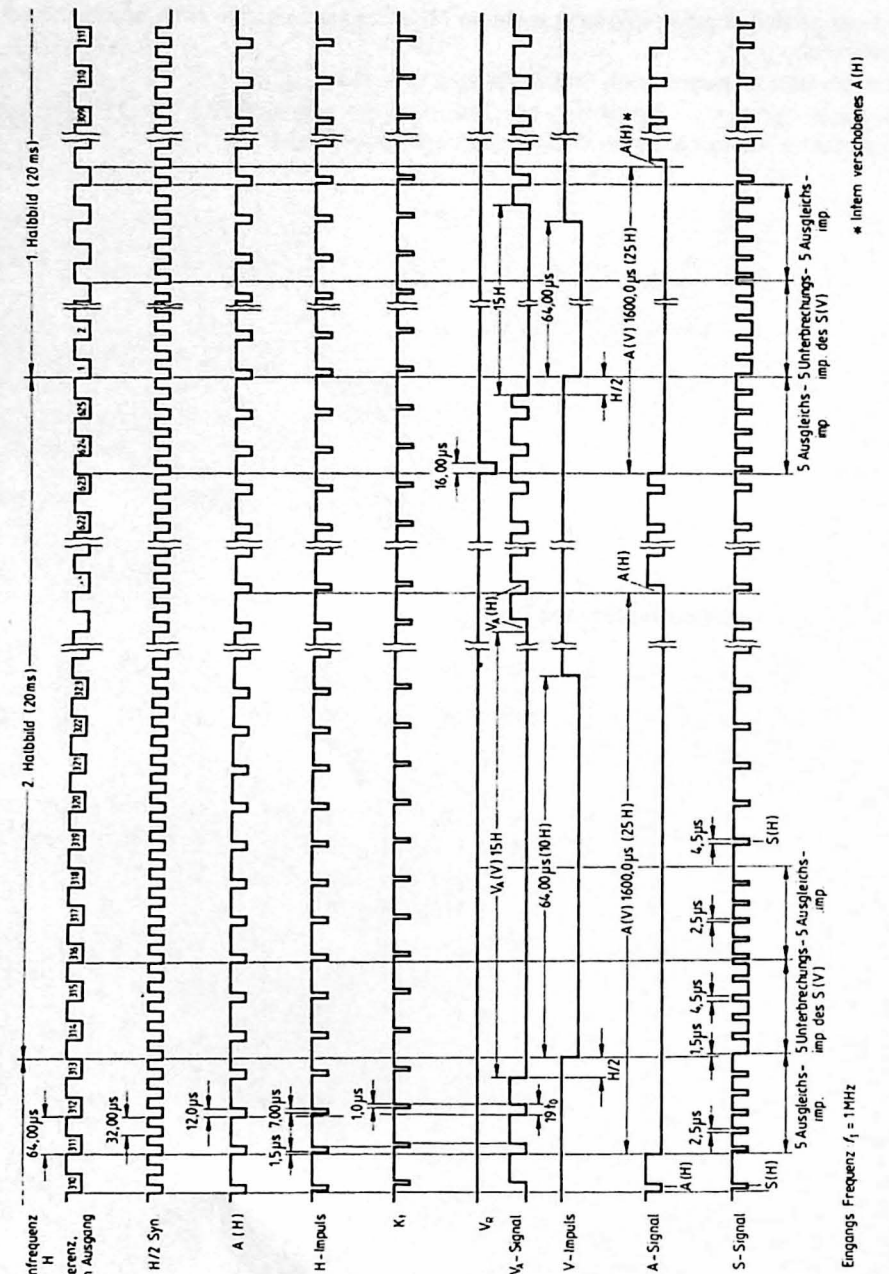
Als Treiberstufe für das zu speisende 75-Ω-Koax-Kabel empfiehlt sich der TTL-Baustein 75453 (maximaler Ausgangsstrom 300 mA; Impulsverzögerung 11 ns).



Einstelliste für die Zeilenzahlcodierung

Anschluß-Nr.	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	25	24	23
Zeilenzahl	2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0	N_A	N_B	N_C
525	H	L	L	L	L	L	H	H	L	H	L	L	L
524	H	L	L	L	L	L	H	L	H	L			
625	H	L	L	H	H	H	L	L	L	H	L	L	H
624	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L			
735	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	L	H	L
734	H	L	H	H	L	H	H	H	L	L			
875	H	H	L	H	H	L	H	L	H	H	L	H	H
874	H	H	L	H	H	L	H	L	L	L			
1023	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L
1022	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L			
1249	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L	H
1248	L	L	H	H	L	H	H	H	H	L			

Impulsschema für 625 Zeilen



Impulslängentabelle zu den festprogrammierten Zeilenzahlen

An-schl. Nr.		525 f = 1,008 MHz t_0 = 0,49603 µs		625 f = 1,000 MHz t_0 = 0,5 µs		735 f = 1,4112 MHz t_0 = 0,3543 µs		875 f = 1,400 MHz t_0 = 0,35714 µs		1023 f = 1,96416 MHz t_0 = 0,25456 µs		1249 f = 1,9984 MHz t_0 = 0,2502 µs	
		µs	t_0	µs	t_0	µs	t_0	µs	t_0	µs	t_0	µs	t_0
–	Zeilenperiode H	63,492	128	64,00	128	45,3514	128	45,7142	128	32,583	128	32,0256	128
16	H/$_2$-synchron	31,75	64	32,00	64	22,68	64	22,86	64	16,29	64	16,01	64
20	H-Impuls	63,492	13	7,0	14	4,96	14	4,99	14	2,54	10	2,5	10
26	Horizontal-austast A(H)	10,91	22	12,0	24	7,08	20	8,57	24	7,13	28	6,0	24
21	Horizontal-synchron S(H)	4,46	9	4,5	9	2,83	7	2,85	7	2,54	10	2,5	10
20	Vord. Schwarz-schulter	1,48	3	1,5	3	1,06	3	1,07	3	0,76	3	0,75	3
21	Trabanten	2,48	5	2,5	5	1,414	4	1,42	4	1,02	4	1,00	4
21	Unterbrechung des V-Synchronimpulses	4,46	9	4,5	9	2,48	7	2,5	7	1,78	7	1,75	7
22	Klemmimpuls K_1	1,49	3	1	2	0,7	2	0,71	2	1,53	6	1,5	6
19	Vidiconaustast V_A(H)	9,42	19	9,5	19	6,73	19	6,78	19	4,83	19	4,75	19
19	Vidiconaustast V_A(V)	15H + 19t_0		15H + 19t_0		20H + 19t_0		20H + 19t_0		30H + 19t_0		30H + 19t_0	
28	Vertikalaustast A(V)	20H + 22t_0		25H + 24t_0		30H + 20t_0		30H + 24t_0		40H + 28t_0		40H + 24t_0	
14	V_R-Signal	15,87	32	16,0	32	11,34	32	11,43	32	8,15	32	8,01	32
27	V-Impuls	9,5H		10H		14,5H		15H		20H		20H	
21	Anzahl der Vor- und Nachtrabanten	6		5		6		5		6		6	

Tastverhältnis f_1 = 50 %, $\frac{1}{f_1} = 2\,t_0$

Zeileneinstellung

Jede Zeilenzahl zwischen 512 und 1535 Zeilen ist binär einstellbar. Eine „1" der binären Zahlenform wird an die Anschlüsse 2^0 bis 2^9 mit der Bedingung $U_{SS} \geq U_1 \geq U_{SS} - 1{,}5\,V$ und die binäre „0" mit $U_{DD} \leq U_1 \leq U_{SS} - 4{,}5\,V$ angelegt.

Die richtige Einstellung des höchstwertigen Bits 2^{10} erfolgt innerhalb des Zeilenzahlbereichs 512 ÷ 1535 automatisch über den Anschluß 2^9.

Ungerade Zeilenzahlen (Zeilensprungverfahren)

Die binäre Form der gewünschten Zeilenzahl wird an die entsprechenden Anschlüsse gelegt.

Gerade Zeilenzahlen

Die gewünschte Zeilenzahl wird um 1 reduziert und die binäre Form an die Anschlüsse 2^0 bis 2^9 angelegt, wobei das niederwertigste Bit (2^0) invertiert angelegt wird.

Funktionsbeschreibung

Die Kernstücke des Impulsgebers sind Horizontal- und Vertikalzähler (siehe Blockschaltbild). Der Horizontalzähler mit dem Teilerverhältnis 64 :1 teilt die Eingangsfrequenz auf die doppelte Zeilenfrequenz $H/_2$ herunter.

Eine Zusatzlogik sichert ab, daß nach maximal einem Bilddurchlauf ein definierter Zustand der Schaltglieder dem Zähler vorliegt. Der Vertikalzähler ist von außen auf eine bestimmte Zeilenzahl programmierbar.

Durch die externe 3-bit-Codierung wird intern auch das ausgewählte Impulsschema programmiert, d. h. die entsprechenden Schaltglieder zur Realisierung des H- und V-Programms freigegeben.

Die Impulse werden nun entweder direkt nach außen geführt oder in der Kombinationslogik nach dem 3-bit-Code folgerichtig gemischt und ausgeblendet. Der Impulsbeginn bzw. die Impulslängen treten zeitlich definiert zu $H/_2$ syn. auf.

Bei geraden Zeilenzahlen erscheint für alle Impulsschemen nur das erste Halbbild, das von einem V_R-Impuls angekündigt wird.

Bei ungeraden Zeilenzahlen mit erstem und zweitem Halbbild (Zeilensprungverfahren) geht nur dem ersten Halbbild der V_R-Impuls voraus.

Nach CCIR-Norm beginnt das erste Halbbild, wenn Vorderflanke des V-Impulses synchron mit der Vorderflanke von A(H) liegt.

Fremdsynchronisation und $H/_2 + V_R$ oder S-Signal

Zur Bildmischung und Überblendung müssen die BAS-Signale der einzelnen Kameras bzw. Video-Recorder synchron zueinander stehen, d.h. in Zeile und Bild übereinstimmen. Bei Fremdsynchronisation müssen im externen Signal diese beiden Komponenten enthalten sein: entweder die Horizontal- und Vertikalfrequenz bei S-Signal: S(H) und S(V) oder S(H) und die halbe Vertikalfrequenz ($H/_2 + V_R$).

Von diesen beiden H- und V-Komponenten sind mit Beginn der Vorderflanke kurze Impulse abzuleiten und damit Horizontal- und Vertikalzähler definiert zu setzen.

(Richtwert: H-Komponenten 300 ns < Taktperiode
V-Komponenten 1 µs < $H/_2$)

Aufgrund des zeitlichen Versatzes der Vorderflanken von Zeilenfrequenz H und S(H) von 1,5 Perioden der Eingangsfrequenz würde der Horizontalzähler falsch gesetzt werden. Aus diesem Grund ist für die Horizontalkomponente ein Eingang S(H) vorgesehen, der bei Ansteuerung den Zähler in die richtige Stellung setzt.

Gleiches gilt für die Vertikalkomponenten von $H/_2 + V_R$ und S-Signal. Der 1. Bildwechselimpuls folgt, je nach Schema 2,5 bzw. 3 Zeilenperioden hinter dem V_R-Impuls. Die beiden Eingänge für die Impulse aus V_R bzw. S(V) und das entsprechend codierte Zeilenschema ermöglichen das diesbezüglich folgerichtige Setzen des Vertikalzählers. Durch die Möglichkeit des definierten Setzens der Zähler wird auch bei Fremdsynchronisation mit unterschiedlichen Phasenlagen der Synchronisiersignale am Ausgang des Impulsgebers ein normgerechtes Impulsschema erreicht.

Anmerkung:

Zum Zeitpunkt des definierten Setzens des Horizontalzählers ist die Phasenlage der Eingangsfrequenz unbestimmt, die Genauigkeit der Synchronisation würde bei einer Taktperiode liegen (d.h. bei 625 Zeilen ≤ 1 µs). Durch eine externe Phasensynchronisierschaltung mit Frequenzvervielfachung wird aus der Horizontalkomponente der Eingangstakt erzeugt und damit immer eine bestimmte Phasenlage des Rücksetzimpulses zum Eingangstakt erreicht. Damit kann eine gegenseitige Zeilenverschiebung (Jitter) von < 20 ns absolut erreicht werden.

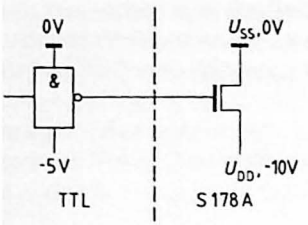
Ansteuerung

Der Impulsgeber leitet aus der Eingangsfrequenz digital die erforderlichen Impulse ab. Da intern auch die halbe Taktperiode zur Erzeugung der Impulsbreiten sowie auch Vorder- und Rückflanke zur Triggerung verwendet werden, ist ein Eingangstastverhältnis 1 : 1 erforderlich.

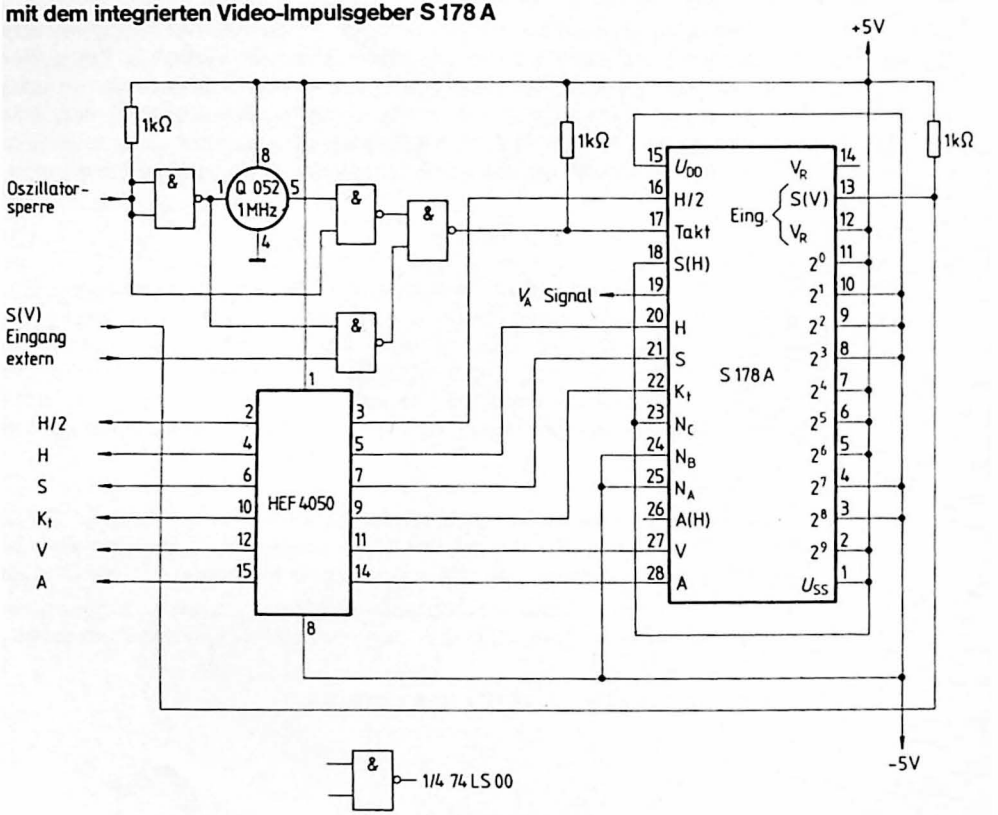
Es empfiehlt sich daher, den erforderlichen Quarzoszillator mit der doppelten Eingangsfrequenz zu betreiben; extern mit einer Teilerstufe 2 : 1 herunterzuteilen, um somit ein exaktes Tastverhältnis 1 : 1 zu erreichen.

Nicht benützte Eingänge sind mit U_{SS} (log. „H") zu beschalten.

Ansteuerung mit TTL



Ein fremdsynchronisierbarer Fernsehtaktgeber mit dem integrierten Video-Impulsgeber S 178 A



3fach 16-Bit-Vor-/Rückwärtszähler mit 8-Bit-Datenbus

S 360 B 110
S 360 B 110 C

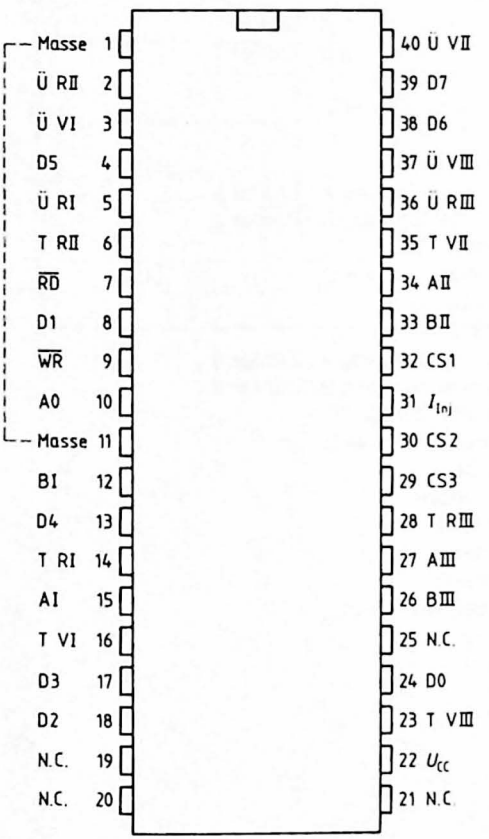
Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
S 360 B 110	Q67000-Y555-V110	DIP 40	20
S 360 B 110 C	Q67000-Y555-C110	DIC 40	21

- 3 unabhängige 16-bit-Vor-/Rückwärtszähler
- 3-MHz-Zählfrequenz
- Richtungsdecoder
- +5 V Speisespannung
- 600 mW Verlustleistung
- TTL-LS kompatibel

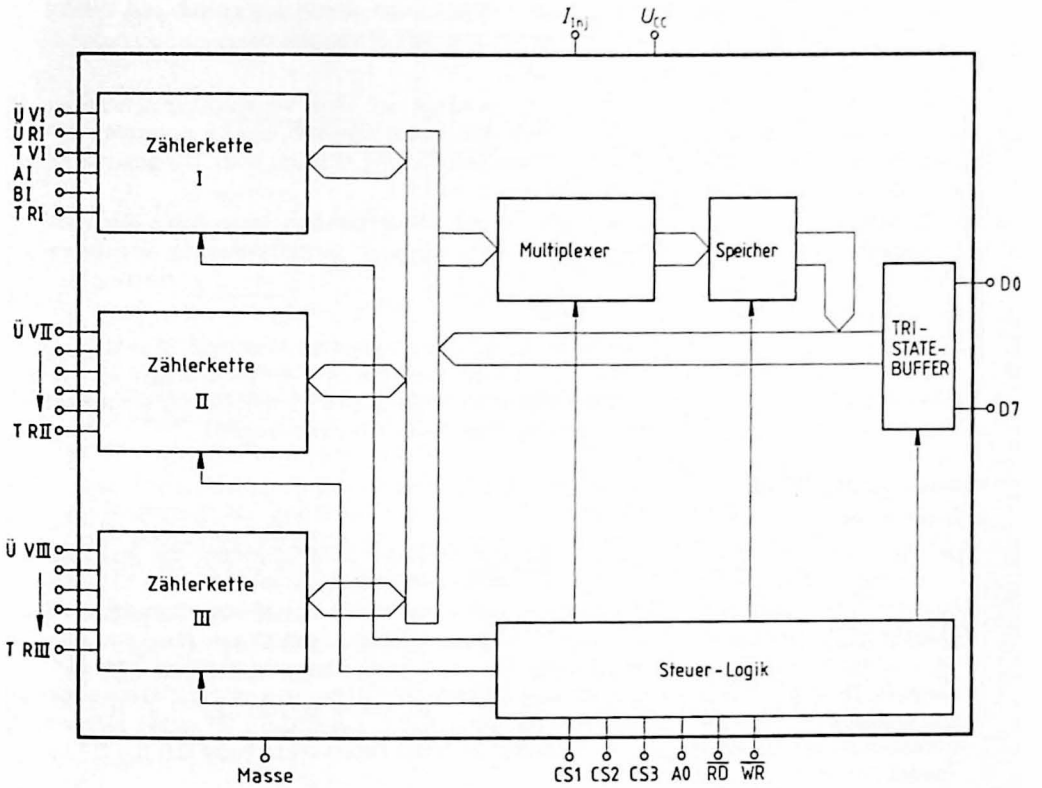
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Symbol	Anschluß-Nr.	Funktion
U_{CC}	22	Versorgungsspannung
Masse	1, 11	Masse 0 V
I_{INJ}	31	Injektorstrom
D 0	24	Datenbus
D 1	8	
D 2	18	
D 3	17	
D 4	13	
D 5	4	
D 6	38	
D 7	39	
TV I	16	Takt vorwärts Zähler 1
TR I	14	Takt rückwärts Zähler 1
A I	15	Richtungsdecoder Eingang A Zähler 1
B I	12	Richtungsdecoder Eingang B Zähler 1
ÜV I	3	Übertrag vorwärts Zähler 1
ÜR I	5	Übertrag rückwärts Zähler 1
TV II	35	Takt vorwärts Zähler 2
TR II	6	Takt rückwärts Zähler 2
A II	34	Richtungsdecoder Eingang A Zähler 2
B II	33	Richtungsdecoder Eingang B Zähler 2
ÜV II	40	Übertrag vorwärts Zähler 2
ÜR II	2	Übertrag rückwärts Zähler 2
TV III	23	Takt vorwärts Zähler 3
TR III	28	Takt rückwärts Zähler 3
A III	27	Richtungsdecoder Eingang A Zähler 3
B III	26	Richtungsdecoder Eingang B Zähler 3
ÜV III	37	Übertrag vorwärts Zähler 3
ÜR III	36	Übertrag rückwärts Zähler 3
$\overline{RD}$	7	Lesen Datenbus
$\overline{WR}$	9	Schreiben Datenbus
CS 1	32	Auswahl Zähler 1
CS 2	30	Auswahl Zähler 2
CS 3	29	Auswahl Zähler 3
A 0	10	Byteauswahl (A 0 = 1 = HB)

Blockschaltbild



Allgemeine Bausteinbeschreibung

Der LSI-Baustein S 360 B 110 ist in I^2L-3 Stack Schaltungstechnik aufgebaut und enthält 1112 Gatter, sowie 159 Transistoren, 190 Dioden und 388 Widerstände.

Er ersetzt damit ca. 60 TTL SSI/MSI-Bausteine.

Extern ist der IC voll TTL-kompatibel, d.h. er benötigt nur eine Versorgungsspannung (5 V). Für die I^2L-Logik ist jedoch ein (Konstant-)Strom erforderlich, der im normalen Betrieb über einen Widerstand von der Versorgungsspannung erzeugt wird. Die Spannung am Anschluß 31 beträgt ca. 2,7 V.

Ist im Gerät auch eine Spannung zwischen 3 V und 5 V vorhanden, kann diese auch zur Erzeugung des I^2L-Stroms herangezogen werden, wodurch Batterieleistung eingespart wird.

Ein Vorwiderstand wird dabei immer benötigt!

Der Widerstandswert kann aus der Spannungsdifferenz zwischen Anschluß 31 und U_{Batt}, sowie dem gewünschten Strom berechnet werden. Sind die dyn. Anforderungen an den Baustein geringer als spezifiziert, kann auch ein niedrigerer (bis 40 mA) Strom eingestellt werden. Die Spezifikationen für diese Fälle können jeweils erfragt werden.

Funktionsbeschreibung

a) **Allgemeines**

Der Baustein enthält 3 unabhängig voneinander arbeitende Zählerketten mit je 16 bit. Jede Zählerkette ist aus vier 4-bit-Zählerbausteinen aufgebaut, die logisch dem TTL-MSI Baustein 74193 äquivalent sind. Damit erhält man einen 16-bit-Vor-/Rückwärtszähler mit einem max. Zählerstand von $2^{16}-1 = 65.535$ Dez. pro Kette. Gezählt werden kann entweder über die Richtungsdecoder-Eingänge A und B **oder** über die direkten Zähl-Eingänge TV, TR. Von jeder Kette sind Übertrag-Ausgänge ÜV, ÜR herausgeführt. Die jeweilige Zählerkette kann über den „Chip-Select"-Eingang (CS 1, CS 2, CS 3, H aktiv) aktiviert werden. Sind alle CS-Eingänge auf L, befinden sich die Daten-Ausgänge D 0 bis D 7 im Tristate-Zustand.

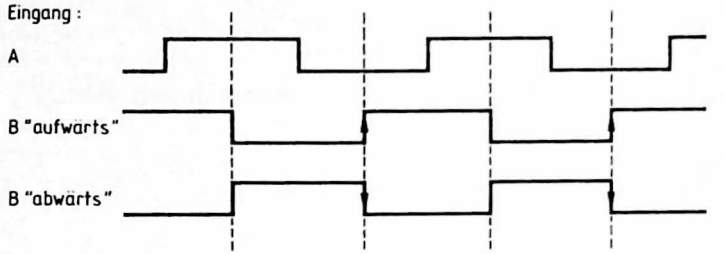
Zum Umschalten der bidirektionalen Datenanschlüsse auf das Low-byte (LB, bit 0 bis 7) bzw. auf das High-byte (HB, bit 8 bis 15) dient der Adressiereingang A 0.

Der Eingang „Write" ($\overline{WR}$, L aktiv) ermöglicht das Setzen der Zählerkette bzw. der Zählerketten.

Um die aktivierte Zählerkette zu lesen, ist der „Read"-Eingang ($\overline{RD}$, L aktiv) auf L zu schalten. Befindet sich $\overline{RD}$ auf H, sind die Daten-Ausgänge hochohmig.

b) **Richtungsdecoder (Eingänge A, B)**

Wird den A-B Eingängen ein 90° phasenverschobenes Signal (z. B. zweier Lichtschranken) zugeführt, so kann daraus die Dreh- bzw. Zählrichtung erkannt werden:



Das Signal A sperrt jeweils nur die erste Flanke des Signals B. Kommt nun z. B. das Loch der Lichtschranke B von rechts, gibt es nur Aufwärtsflanken (L–H), kommt es von links, erhält man nur Abwärtsflanken (H–L).

Über eine Verzögerungsschaltung wird die Flanke des Impulses differenziert, so daß man für „Auf" und „Ab" getrennte Impulse erhält und somit immer dieselbe Flanke aktiv werden kann. Dadurch wird der ½-bit-Fehler herkömmlicher Lösungen vermieden. Zur Erhöhung der Störsicherheit sind alle AB-Eingänge als Schmitt-Trigger ausgeführt.

c) **Direkte Zähl-Eingänge** (TV, TR)

Die direkten Zähl-Eingänge sind mit den Richtungsdecoder-Eingängen UND-Verknüpft, so daß die jeweils nicht verwendeten Eingänge auf H zu legen sind.

Diese TV, TR-Eingänge wirken direkt auf die Zähler. Auf diese Weise können z. B. in Verbindung mit den Übertrag-Ausgängen ÜV, ÜR mehrere Zählerketten bzw. Bausteine kaskadiert werden.

d) **Setzen der Zähler**

Zum Setzen der Zähler müssen folgende log. Bedingungen erfüllt werden:

LB setzen:		HB setzen:	
A0	= L	A0	= H
$\overline{RD}$	= H	$\overline{RD}$	= H
$\overline{WR}$	= L	$\overline{WR}$	= L
CS	= H	CS	= H

CS = CS1, CS2, CS3; es können gleichzeitig 2 oder alle 3 Ketten gesetzt werden.

Auslesen des Zählerstandes

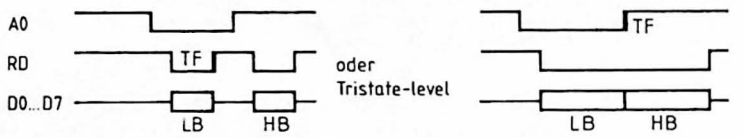
Zum Lesen sind prinzipiell folgende log. Bedingungen erforderlich:

LB lesen:		HB lesen:	
A0	= L	A0	= H
$\overline{RD}$	= L	$\overline{RD}$	= L
$\overline{WR}$	= H	$\overline{WR}$	= H
CS	= H	CS	= H

CS = CS1 oder CS2 oder CS3

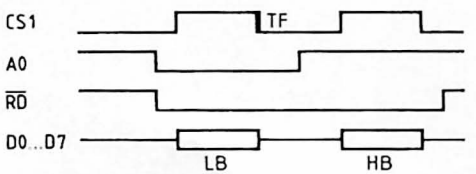
In Stellung A0 = L ist das LB direkt auf die Ausgänge D0 bis D7 geschaltet. Das HB wird über flankengetriggerte Flipflops zwischengespeichert. Die Flipflops speichern die Daten daher jeweils bei der pos. Flanke der Eingänge A0 und $\overline{RD}$ bzw. bei der neg. Flanke der CS-Eingänge (Chip-Select).

Die Bedingung für das Zustandekommen der Triggerflanke (TF) an den Flipflops lautet $RD \cdot CS \cdot \overline{A0}$ (CS = CS1 und CS2 + CS3). Daraus ergeben sich folgende mögliche Pulsdiagramme zum Auslesen des LB und HB:



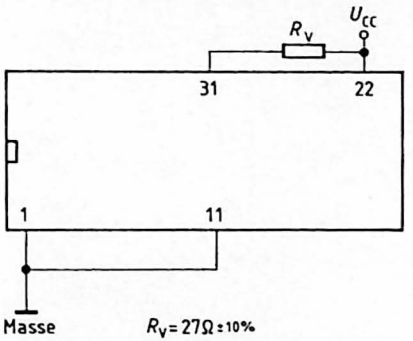
(CS1 z. B. statisch auf H, CS2 und CS3 auf L)

oder über CS (sind alle CS-Eingänge auf L, gehen die D-Ausgänge in den Tristate-Zustand).



Statische Kenndaten $T_u = 0$ °C bis 70 °C		Prüfbedingungen	min	typ	max	
Stromversorgung						
Speisespannung (Anschluß 22)	U_{CC}		4,75		5,25	V
Anschlußspeisestrom (Anschluß 22)	I_{CC}	$U_{CC} = 5$ V Besch. A für Stromversorgung		32		mA
Injektorstrom (Anschluß 31)	I_{INJ}			85		mA
Injektorspannung (Anschluß 31)	U_{INJ}			2.7		V
Verlustleistung						
$I_{CC} \times U_{CC}$ (Pegelw.)	P_{VCC}	$U_{CC} = 5{,}0$ V		160		mW
$+I_I \times U_{CC}$ (I^2L-Logik)	P_{VI}	Besch. A für Stromversorgung		425		mW
Gesamtverlustleistung	P_{Vges}	einschl. P_V am Vorwiderstand		585		mW
H-Ausgangsstrom	I_{QH}				−400	µA
L-Ausgangsstrom	I_{QL}				8	mA
H-Eingangsspannung	U_{IH}		2			V
L-Eingangsspannung AB-Eingänge (Schmitt-Trigger)	U_{IL1}				0,7	V
L-Eingangsspannung übrige Eingänge	U_{IL2}				0,8	V
Eingangsklemmspannung	U_{IK}	$U_{CC} = 4{,}75$ V, $I_I = 18$ mA			−2	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$U_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{QH} = -400$ µA	2,4	3,3		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$U_{CC} = 4{,}75$ V, $I_{QL} = 4$ mA			0,4	V
Eingangsstrom bei max. Spannung	I_I	$U_{CC} = 5{,}25$ V, $U_I = 5{,}25$ V			0,1	mA
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{CC} = 5{,}25$ V, $U_{IH} = 2{,}7$ V			20	µA
L-Eingangsstrom	I_{IL}	$U_{CC} = 5{,}25$ V, $U_{IL} = 0{,}4$ V			0,5	mA
Kurzschlußausgangsstrom	I_{QS}	$U_{CC} = 5{,}25$ V	−20		−50	mA

Beschaltung A für Stromversorgung

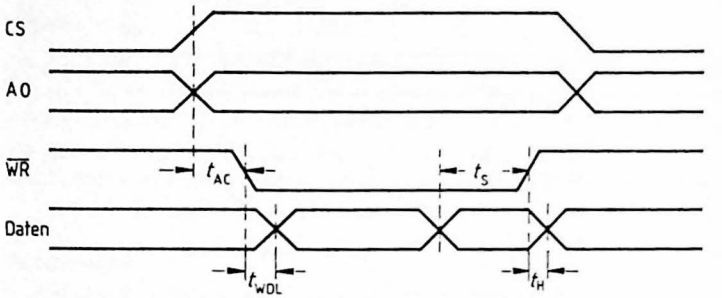


$U_{CC} = +5$ V; $T_U = 25$ °C

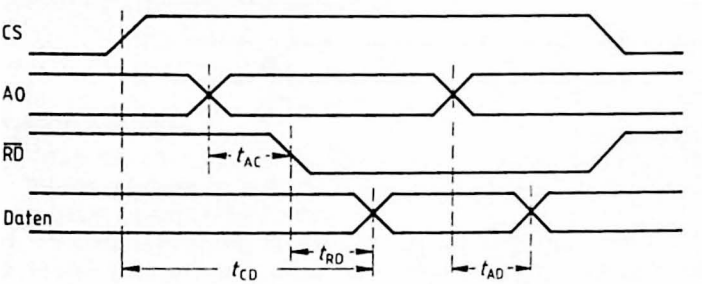
Symbol	Beschreibung	min	typ	max	
t_{CC}	Pulsbreite $\overline{RD}$, $\overline{WR}$, A0, CS, TV, TR	150	200		ns
t_{AB}	Pulsbreite A, B	200	250		ns
t_{CD}	Verzögerungszeit von CS = H bis Daten am Bus anstehen		250	300	ns
t_{AD}	Verzögerungszeit von A0 (H, L) bis Daten am Bus anstehen		180	200	ns
t_{AC}	Gültige Adresse vor Eintreffen des $\overline{RD}/\overline{WR}$ Signals	80	100		ns
t_{WDL}	Verzögerungszeit von $\overline{WR}$ = L bis Daten gültig sind		20	40	ns
t_S	Zeitpunkt **vor** $\overline{WR}$ = H, bis zu dem Daten noch gesetzt werden	100	150		ns
t_H	Zeitpunkt **nach** $\overline{WR}$ = H, bis zu dem Daten noch gesetzt werden	−20	0		ns
t_{RD}	Verzögerungszeit nach $\overline{RD}$ = L bis Zählerstand am Bus ansteht		80	100	ns
t_{TD}	Verzögerungszeit von pos. Taktflanke (TV, TR) bis Daten am Bus anstehen		420	450	ns
t_{ABD}	Verzögerungszeit von **pos.** Taktflanke B (Aufwärtszählen), bis Daten am Bus anstehen		600	650	ns
t_{BAD}	Verzögerungszeit von **neg.** Taktflanke B (Abwärtszählen), bis Daten am Bus anstehen		600	650	ns
t_p	Phasendifferenz zwischen A, B, bis zu der Zählrichtung noch erkannt wird	100	120		ns

Phasendiagramm

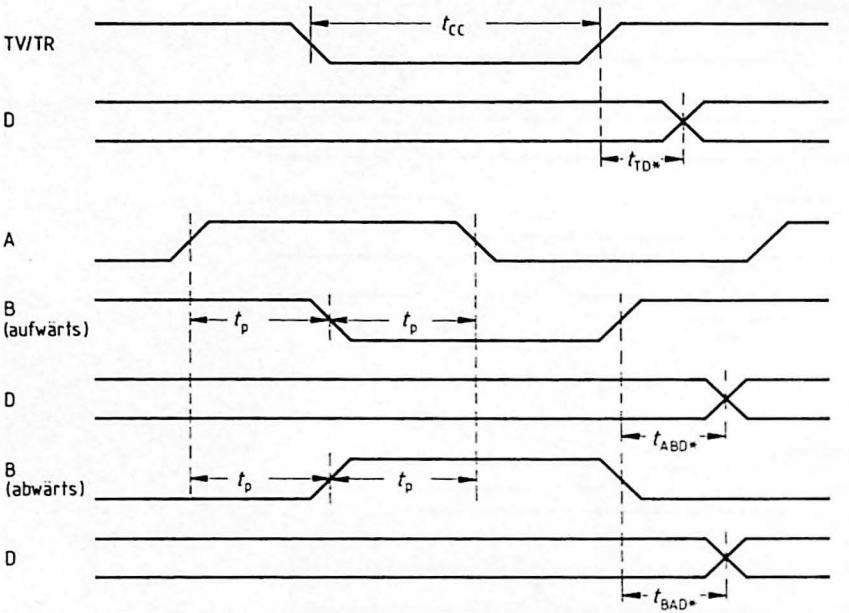
1. Setzen des Zählers



2. Lesen des Zählers



3. Zählen



*nach t_{ABD}, t_{BAD}, t_{TD}, sind alle Ausgänge gültig

Universell programmierbarer Zähler mit Flankenauswerteschaltung

S360 B114

Vorläufige Daten | **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
S360 B114	Q67000-Y555-V114	DIP 28	19

Allgemeines

Die IC S360 B114 enthält je zwei voneinander unabhängige intern kaskadierbare 16-bit-Zähler, 4fach-/2fach-/1fach-Taktauswerteschaltungen, Richtungsdiskriminatoren, Hysteresesschaltungen, ein 32-bit-Latch, sowie eine Funktions- und Kontroll-Logik.

Der Arbeitsmodus des Schaltkreises wird über einen Mikroprozessor mit 8-bit-Daten-Bus, 3-bit-Adressen-Bus und Mikroprozessor-Steuerleitungen eingestellt.

Technologie

Standard bipolar, jedoch verlustarme I^2L-Schaltungstechnik

Gehäuse

28-poliges Kunststoff-Steckgehäuse
LS-TTL kompatible Ein- und Ausgänge

Funktionsumfang

- 4fach-/2fach-/1fach-Auswertung zweier phasenverschobener Takte. Weiterverarbeitung in 32 bit ladbarem Vorwärts-Rückwärts-Zähler (oder je einem 16-bit-Zähler)
- Richtungserkennung für Aufwärts-/Abwärtszählen
- Hystereseschaltung zur Unterdrückung des 1. Pulses nach Drehrichtungsumkehr – abschaltbar
- 32-bit-Datenlatch, Latch – Strobe synchronisiert mit Zählertakt
- 8 bit parallele Daten-Aus-/Eingabe über Tristate-Bus
- Arbeitsmodusdefinition über internes Code-Register ladbar über Daten-Bus
- Externe Clear- und Strobe-Möglichkeit
- Interrupt-Anzeige nach externem Strobe
- Pulsbreitenmessung und Frequenzmessung über Direkteingänge, einstellbar Aufwärts-/Abwärtszählen

Typische Anwendungen

- X-, Y-, Z-Steuerungen
- Elektronische „Maus"
- Elektronische Schiebelehre
- Waagen
- Pulsbreiten- und Frequenzmessungen

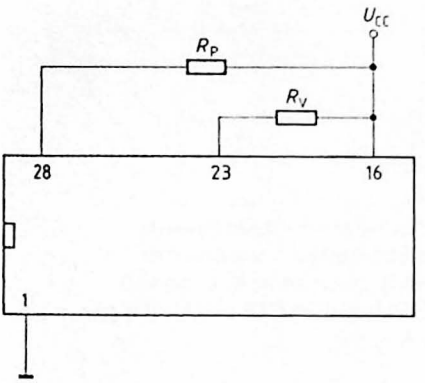
Grenzfrequenzen

CLK Eingang	max.	3 MHz
A-, B-, C-, D-Eingänge im 4fach-/2fach-/1fach-Mode	max.	750 kHz
A-, C-Eingänge im Direkt-Mode	max.	3 MHz
Anforderungen an Mikroprozessor		
Daten-access time		300 ns
Daten-hold time		40 ns

Verlustleistung

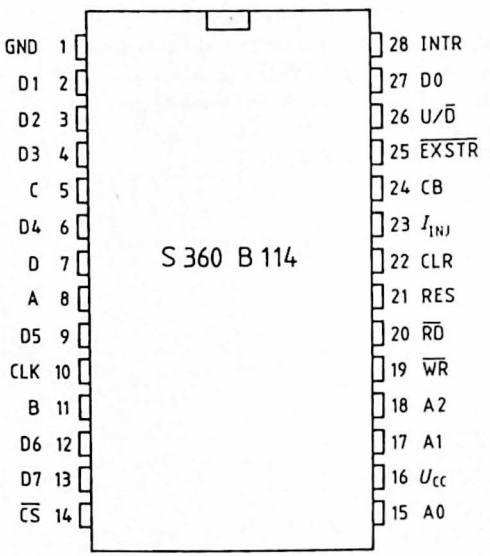
bei Grenzfrequenz	ca.	400 mW
bei geringeren Frequenz-anforderungen (1 MHz bis 1,5 MHz)	ca.	250 mW

Beschaltung für die Stromversorgung



$R_V = 27\Omega \pm 10\%$
$R_P \geq 1{,}2\ k\Omega$

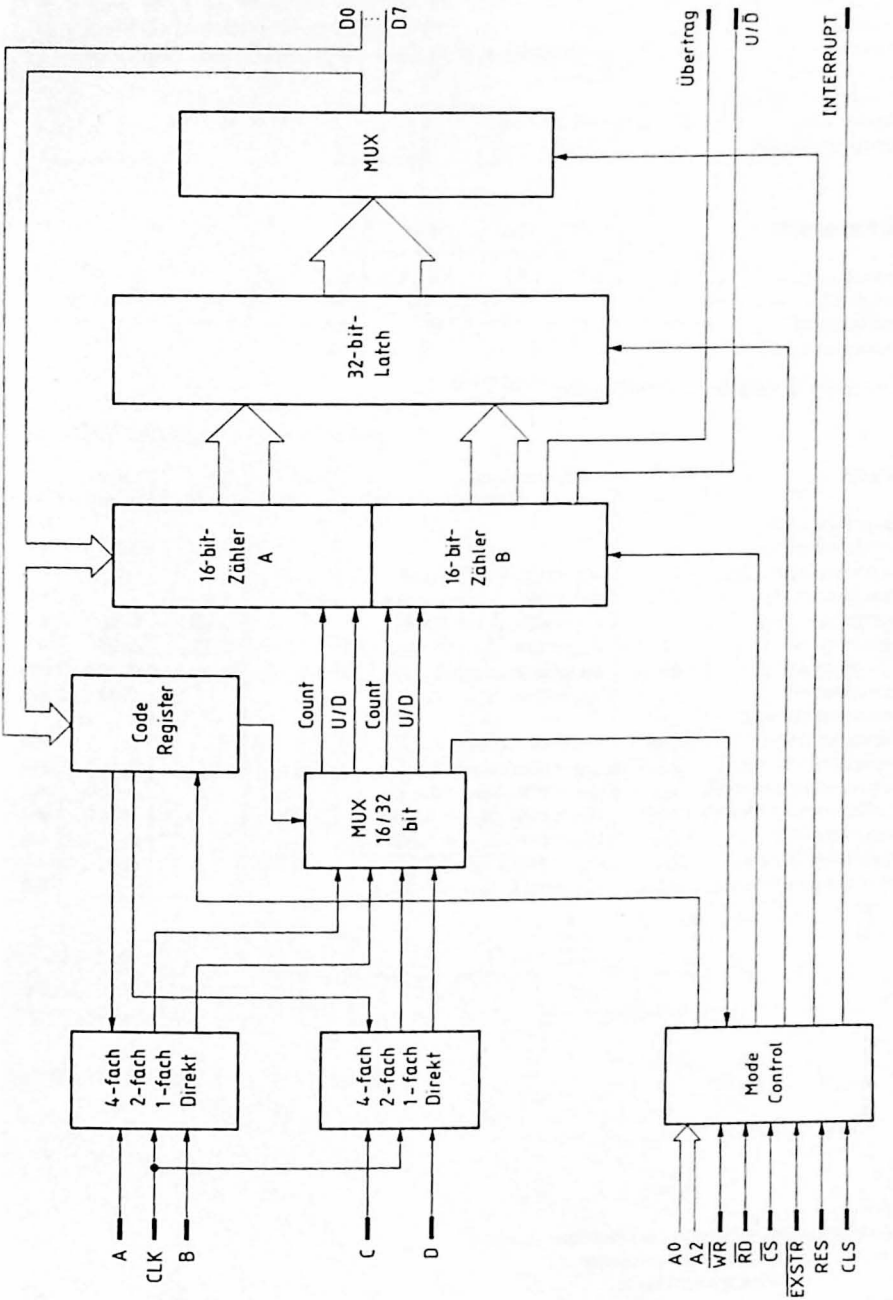
Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Nummer	Symbol	Funktion
1	GND	Masse
27, 2, 3, 4, 6, 9, 12, 13	D0 bis D7	DATEN-BUS
5	C	Signal-Eingang Zähler B
7	D	Signal-Eingang Zähler B
8	A	Signal-Eingang Zähler A
10	CLK	Abtasttakt für 4fach-/2fach-/1fach-Taktauswerte-schaltungen. Die Frequenz muß mindestens der vierfachen Frequenz der Signale an A, B, C oder D entsprechen. Im DIREKT-MODE ist CLK auf L zu legen.
11	$\overline{B}$	Signal-Eingang Zähler A
14	$\overline{CS}$	$\overline{\text{CHIP SELECT}}$
15, 17, 18	A0, A1, A2	ADRESSEN-BUS
16	U_{CC}	Speisespannung
19	$\overline{WR}$	$\overline{\text{WRITE ENABLE}}$
20	$\overline{RD}$	$\overline{\text{READ ENABLE}}$
21	RES	Setzt die Steuerlogik in den Grundzustand.
22	CLR	Lädt 32-bit-Zähler parallel mit 0
23	I_{INJ}	Injektorstrom
24	CB	CARRY, BORROW über 32 bit (32-bit-MODE) über 16 bit (16-bit-MODE)
25	$\overline{EXSTR}$	$\overline{\text{EXTERNER STROBE}}$ ermöglicht einen unabhängigen Latch-Befehl und setzt das INTERRUPT FLAG.
26	U/$\overline{D}$	UP/$\overline{\text{DOWN}}$ von 4fach-/2fach-/1fach Taktauswerte-schaltung A (32-bit-MODE)
28	INTR	INTERUPT (offener Kollektorausgang)

Blockschaltbild



Grenzdaten

Speisespannung	U_{CC}	7,0	V
Injektorstrom	I_{INJ}	300	mA
Eingangsspannung	U_I	−0,5 bis 5,5	V
Differenzspannung zwischen den Eingängen	U_{ID}	5,5	V
Lagertemperatur	T_s	−55 bis 125	°C
Umgebungstemperatur	T_u	0 bis 70	°C

Funktionsbereich

		min	typ	max	
Speisespannung	U_{CC}	4,75	5	5,25	V
Injektorstrom*)	I_{INJ}			120	mA
L-Ausgangsstrom	I_{QL}			4	mA
Umgebungstemperatur	T_u	0		70	°C

*) nur in Verbindung mit einem Vorwiderstand

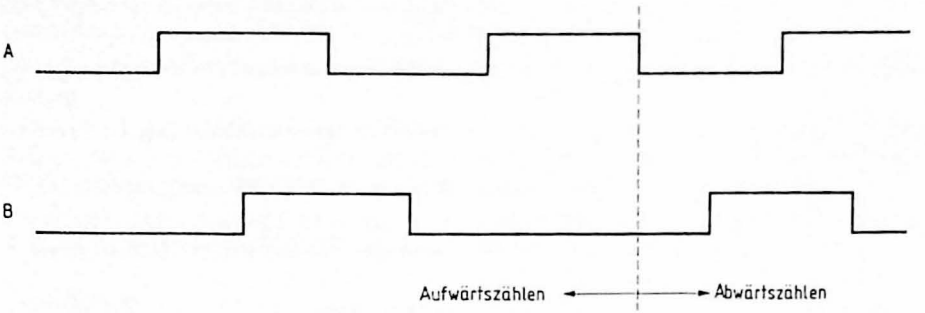
Kenndaten

		Prüfbedingungen	min	typ	max	
H-Eingangsspannung	U_{IH}		2			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				0,8	V
Eingangsklemmspannung	U_{IK}	U_{CC} = typ., I_I = −18 mA	−0,5		−1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_{CC} = min., I_{QH} = 0,4 mA	2,7	3,3		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_{CC} = min., I_{QL} = 8 mA		0,35	0,55	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_{CC} = max., I_{QL} = 8 mA		0,35	0,55	V
H-Eingangsstrom[3])	I_{IH}	U_{CC} = max., U_{IH} = 2,7 V			0,02	mA
H-Eingangsstrom[1])	I_{IH}	U_{CC} = max., U_{IH} = 2,7 V			0,06	mA
Eingangsstrom bei max. Eingangsspannung[1])	I_{BR}	U_{CC} = max., U_{IH} = 5,5 V			0,1	mA
L-Eingangsstrom[1])	I_{IL}	U_{CC} = max., U_{IL} = 0,4 V	−0,4		0,4	mA
Kurzschlußausgangsstrom[2])	I_{QS}	U_{CC} = min., U_{QH} = 0,2 V	−15		−100	mA
Kurzschlußausgangsstrom[2])	I_{QS}	U_{CC} = max., U_{QH} = 0,2 V	−22		−100	mA
Ausgangsreststrom	I_{QK}	U_{CC} = max., U_{QH} = 5,25 V			0,1	mA
Ausgangsstrom Tristate	I_{ZH}	U_{CC} = max., U_{QH} = 5,25 V	−0,04		0,06	mA
negativer Ausgangsstrom[3])	$I_{Qneg.}$	U_{CC} = max., U_{QL} = −0,5 V			−8	mA

1) Bidirektionale Anschlüsse im hochohmigen Zustand
2) Nicht für „Open Collector" Anschlüsse
3) Nicht für bidirektionale Anschlüsse

Signalbeschreibung

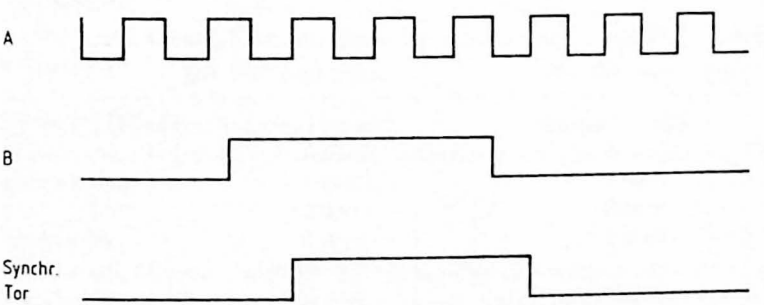
A, B Eingänge für phasenverschobene Signale bei 4fach-/2fach-/1fach-MODE
32-bit-Zähler bzw. 16-bit-Zähler
Signalwechsel A vor Signalwechsel B bedeutet Aufwärtszählen



Im DIREKT-MODE: A = Takteingang
B = Tor

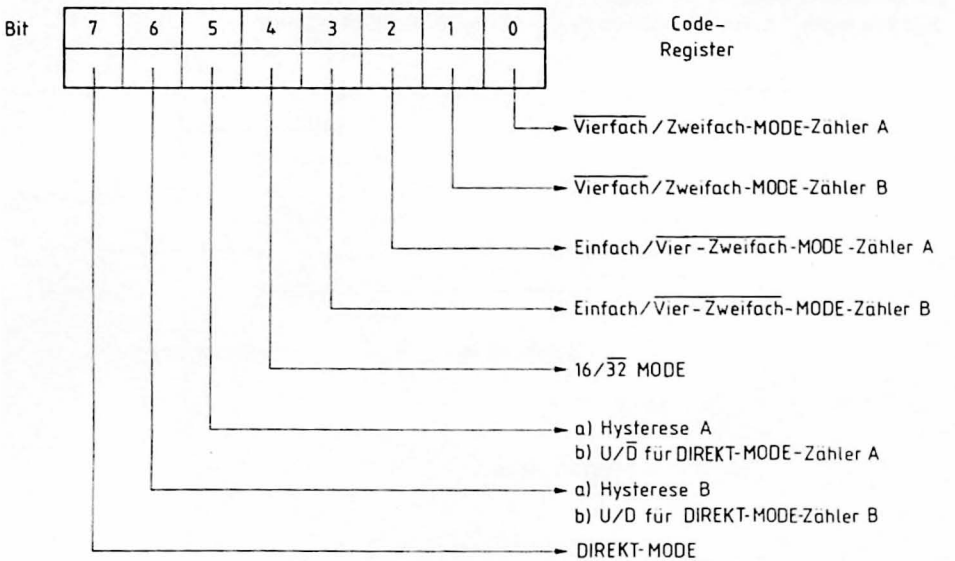
Der Toreingang wird mit dem Takt synchronisiert.

C, D Wie A, B jedoch Eingänge phasenverschobener Signale für 16-bit-Zähler B.



Im DIREKT-MODE: C = Takteingang
B = Tor

Code Register Adresse (05) (nur Schreiben)



Adressierung

CS	A 2	A 1	A 0	Lesen RD WR	Schreiben WR RD
0	0	0	0	Status-Register	Strobe Befehl (Prozessor)
0	0	0	1	Byte 0	Byte 0
0	0	1	0	Byte 1	Byte 1
0	0	1	1	Byte 2	Byte 2
0	1	0	0	Byte 3	Byte 3
0	1	0	1	—	Code-Register
0	1	1	0	inaktiv	inaktiv
0	1	1	1	inaktiv	inaktiv
1	x	x	x	inaktiv	inaktiv

16/32-bit-MODE wird durch das Datenbit D 4 festgelegt.

L an D 4 32-bit-MODE
H an D 4 16-bit-MODE

Im 32-bit-MODE wird entweder die 4fach-/2fach-/1fach-Taktauswerteschaltung A oder der DIREKT-MODE verwendet. CB ist der CARRY/BORROW-Ausgang über 32 bit.

An U/$\overline{D}$ steht das in der Taktauswerteschaltung A erkannte aufwärts/$\overline{\text{abwärts}}$-Signal zur Verfügung.

Im 16-bit-MODE wird entweder die 4fach-/2fach/1fach-Taktauswerteschaltung A für Zähler A und die 4fach-/2fach-/1fach-Taktauswerteschaltung B für Zähler B oder der DIREKT-MODE (Eingänge A, B für Zähler A, Eingänge C, D für Zähler B) verwendet.

CB ist der CARRY/BORROW-Ausgang über 16 bit, Zähler B. An U/$\overline{D}$ steht das in der Taktauswerteschaltung B erkannte aufwärts/abwärts-Signal zur Verfügung.

4fach-MODE

Die Taktauswerteschaltung generiert im 4fach-MODE aus jeder Flanke zweier zueinander phasenverschobener Signale einen Zählimpuls. Diese Signale müssen an den Eingängen A und B im 32-bit-MODE angelegt werden, im 16-bit-MODE steht eine zweite Taktauswerteschaltung für die Eingänge C, D zur Verfügung.

Die Signale A, B und C, D werden von dem gemeinsamen Takt CLK abgetastet und zwischengespeichert. Dieser Takt muß mindestens die 4fache Frequenz der Signale A, B, C, D aufweisen.

Aus der Phasenverschiebung der Signale A zu B bzw. C zu D erkennen die Taktauswerteschaltungen die Zählrichtung für den 16-/32-bit-Zähler.

2fach-MODE

Funktion wie 4fach-MODE, es werden jedoch nur zwei der insgesamt vier Flanken pro Periode ausgewertet.

1fach-MODE

Funktion wie 4fach-MODE, es wird jedoch nur eine der insgesamt vier Flanken pro Periode ausgewertet.

Hysterese

In jeder der 4fach-/2fach-/1fach-Taktauswerteschaltungen steht eine Hysterese-Schaltung zur Verfügung. Sie unterdrückt den jeweils ersten Zählimpuls nach einer Drehrichtungsumkehr.

DIREKT-MODE

Im DIREKT-MODE werden die beiden 4fach-/2fach-/1fach-Taktauswerteschaltungen inaktiv.

Die Eingänge A, B im 32-bit-MODE bzw. A, B und C, D im 16-bit-MODE stellen je eine Takt-Torschaltung dar. Damit können Frequenz- bzw. Impulsdauermessungen durchgeführt werden. Der CLK-Eingang ist dabei auf L zu legen. Der 32-bit-Zähler bzw. die beiden 16-bit-Zähler können unabhängig voneinander über bit D5 bzw. bit D6 des Code-Registers auf Abwärts- oder Aufwärtszählen eingestellt werden.

RESET

Durch Setzen des RES-Eingangs auf H wird die Steuerlogik der Schaltung in den Grund-MODE gesetzt, dies bedeutet 32-bit-Zähler, eine 4fach-/2fach-/1fach-Flankenauswerteschaltung (gesteuert von A, B und CLK) im 4fach-MODE.

Hysterese, DIREKT-MODE und die zweite 4fach-/2fach-/1fach-Flankenauswerteschaltung sind inaktiv.

Durch Setzen des CLR-Eingangs auf H wird der 32-bit-Zähler asynchrom mit 0 geladen.

Laden

Zähler

Der 16-/32-bit-Zähler kann über den 8-bit-Daten-Bus geladen werden.

Die Byte-Auswahl erfolgt über den Adressen-Bus A 0– A 2, $\overline{CS}$ und $\overline{WR}$ ermöglichen den Ladevorgang.

Latchen

Die Übergabe der Zählerstände an das Latch erfolgt 32 bit parallell, entweder über den externen Strobe-Eingang $\overline{EST}$, oder durch einen Schreibbefehl des Mikroprozessors auf Adresse 0 (0–A2, $\overline{CS}$, $\overline{WR}$).

Das Strobe-Signal wird intern mit eventuell gleichzeitig auftretenden Zählimpulsen synchronisiert, so daß keine Zwischenzustände gelatcht werden.

Der Ausgang INTR (INTERRUPT FLAG) wird durch ein externes Strobe-Signal gesetzt.

Auslesen

Latch

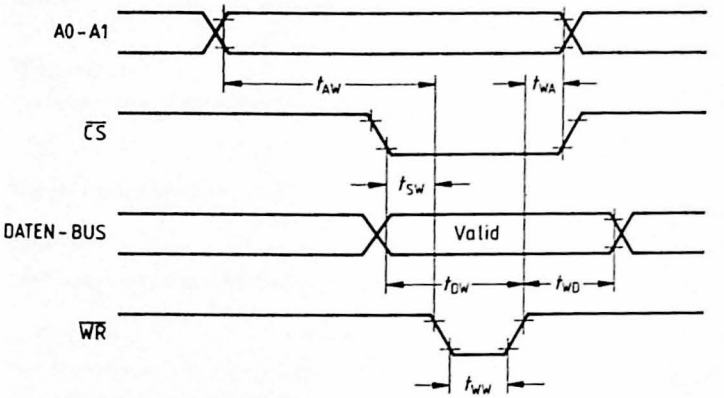
Das 32-bit-Latch wird über den 8-bit-Daten-Bus ausgelesen. Die Byte-Auswahl erfolgt über den Adressen-Bus A0 – A2, $\overline{CS}$ und $\overline{RD}$ ermöglichen den Lesevorgang.

Status-Register

Durch ein externes Strobe-Signal wird das Status-Register gesetzt (H an INTR). Dieses Register kann über Adresse 0 mit einem Lesezyklus abgefragt werden.

Schreiben (Laden, Stroben)

Das Laden des Zählers bzw. des Code-Registers erfolgt durch einen Schreibzyklus eines Mikroprozessors auf den 8-bit-Daten-Bus.



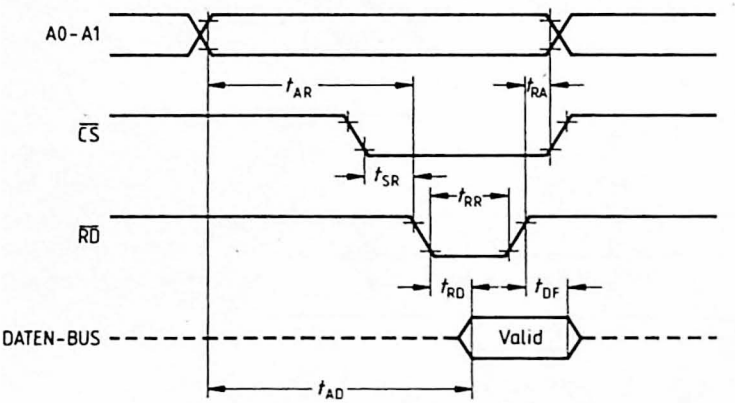
Schaltzeiten

(T_U = 0 °C bis 70 °C; U_{CC} = 5 V ± 10%; U_{SS} = 0 V; U_{QH} = 2,0 V; U_{QL} = 0,8 V)

Schreibzyklus		min	max	
Adresse stabil vor $\overline{WR}$ ↓	t_{AW}	100	–	ns
$\overline{CS}$ stabil vor $\overline{WR}$ ↓	t_{SW}	100	–	ns
Adresshaltezeit $\overline{WR}$ ↑	t_{WA}	50	–	ns
$\overline{WR}$ Pulsbreite	t_{WW}	200	–	ns
Datenvorbereitungszeit vor $\overline{WR}$ ↑	t_{DW}	200	–	ns
Datenhaltezeit nach $\overline{WR}$ ↑	t_{WD}	50	–	ns
Befehlserholzeit	t_{RV}	300	–	ns

Lesen

Das Auslesen der Daten aus dem Latch oder dem Status-Register erfolgt durch einen Lesezyklus eines Mikroprozessors auf den 8-bit-Daten-Bus.

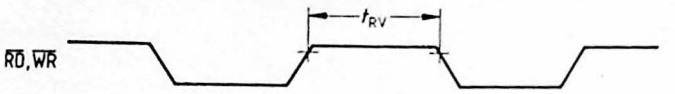


Schaltzeiten

($T_U = 0$ °C bis 70 °C; $U_{CC} = 5$ V ± 10%; $U_{SS} = 0$ V; $U_{QH} = 2{,}0$ V; $U_{QL} = 0{,}8$ V)

Lesezyklus		min	max	
Abdresse stabil vor $\overline{RD}\downarrow$	t_{AR}	100	–	ns
$\overline{CS}$ stabil vor $\overline{RD}\downarrow$	t_{SR}	100	–	ns
Adresshaltezeit nach $\overline{RD}\uparrow$	t_{RA}	50	–	ns
$\overline{RD}$ Pulsbreite	t_{RR}	200	–	ns
Datenverzögerungszeit von $\overline{RD}\downarrow$	t_{RD}	–	200	ns
Datenverzögerungszeit von Adresse	t_{AD}	–	300	ns
$\overline{RD}\uparrow$ zu Daten hochohmig	t_{DF}	–	100	ns
Befehlserholzeit	t_{RV}	300	–	ns

Erholen



Rücksetzen

Die minimale Pulsbreite für CLR (Zählerclear) beträgt 20 ns, für RES (Logik-Reset) 500 ns.

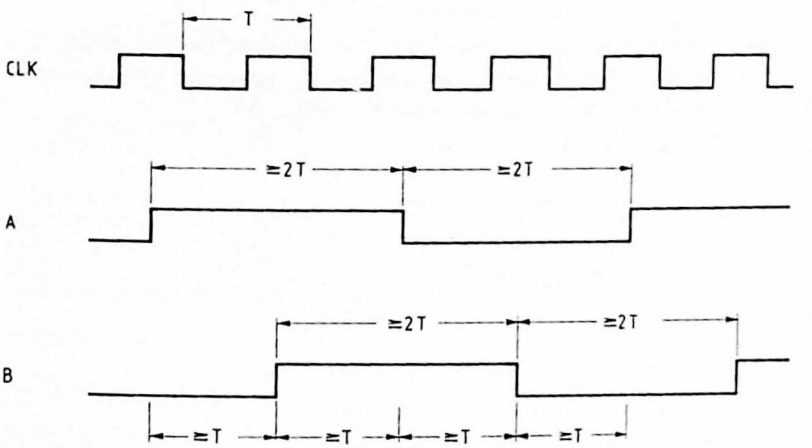
Signal-Spezifikation

Takt CLK

Die max. Taktfrequenz beträgt 3 MHz.

A, B, C, D

Die Flankenauswerteschaltung benötigt mindestens eine Taktperiode zur Auswertung der Flanken bzw. der Richtungserkennung.



Aus der Abbildung ist ersichtlich, daß keine bestimmten Phasenverschiebungen zwischen den Signalen A, B und C, D notwendig sind, sondern nur zeitlich auf den Systemtakt bezogene Mindestwerte eingehalten werden müssen. Daraus ergibt sich eine maximale Frequenz für die Signale A, B, C und D von 750 kHz bei Verwendung der Flankenauswerteschaltung. Im DIREKT-MODE beträgt die maximale Taktfrequenz 3 MHz an den Eingängen A und C.

Vorläufige Daten **Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung	Bild Nr.
S 1531 G	Q67000-A2063	ähnl. SO-8	orange/grün	29

Funktionsbeschreibung

Der NF-Verstärker wurde für kleine Betriebsspannungen konzipiert. Er eignet sich daher speziell für den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten.

An den offenen Kollektorausgängen können mittenangezapfte Lautsprecher betrieben werden.

Schaltungsbeschreibung

Einem unsymmetrisch angesteuerten, auf 20 dB Spannungsverstärkung gegengekoppelten Differenzverstärker folgt ein zweiter Differenzverstärker, der mit integrierten Tiefpässen die obere Grenzfrequenz bestimmt.

An die gegenphasigen Ausgänge dieses Differenzverstärkers sind stromgesteuerte Boosterverstärker mit hoher Stromverstärkung angeschlossen.

Ein Gegenkopplungszweig bis zum Eingang des zweiten Differenzverstärkers legt die Gesamtverstärkung der Schaltung auf 40 dB $\pm$ 3 dB fest.

Zusatzschaltungen verhindern die Sättigung der Vorstufentransistoren, wodurch maximale Ausgangsleistung bei kleinem Klirrfaktor erreicht wird.

Eine Regelschleife macht den Ruhestrom der Ausgangstransistoren temperaturunabhängig.

Der Verstärker läßt sich mit einer „Mute"-Spannung einschalten. Bei fehlender Mutespannung ist der Verstärker bis auf Restströme von einigen µA ausgeschaltet.

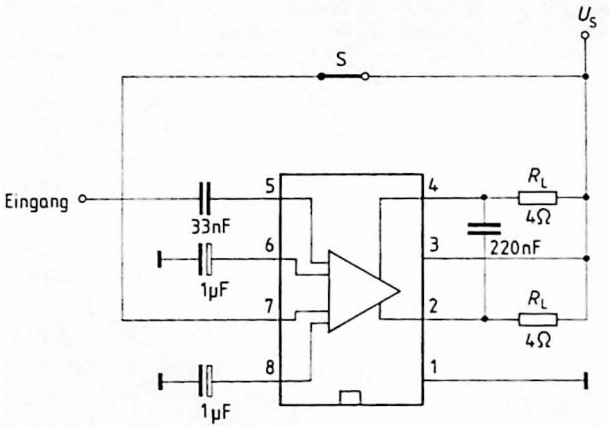
Grenzdaten		Prüfbedingungen	Prüfschaltung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S			−0,3		2,0	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q					250	mA
Muteeingangsspannung	U_M					U_S	V
Sperrschichttemperatur	T_j					125	°C
Lagertemperatur	T_s			−40		125	°C
Umgebungstemperatur	T_U			−20		60	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$					200	K/W
Funktionsbereich							
Speisespannung	U_S			1		1,7	V

Elektrische Kenndaten

$U_S = 1{,}2$ V; $T_U = -10$ °C bis 40 °C

Ruhestrom	I_S	$U_M = U_S$	1		5	20	mA
	I_S	$U_M = 0$	1			20	µA
Ausgangsleistung	P_Q	$f = 1$ kHz, $k = 10\%$, $R_L = 4\ \Omega$	1		120		mW
Spannungsverstärkung	V_U	$T_U = 25$ °C	1	37	40	43	dB
	V_U		1	35	40	45	dB
Grenzfrequenz	f_u	−3 dB	1	200			Hz
	f_o		1	5			kHz
Eingangswiderstand	R_I		1	30	50		kΩ
Restspannung	U_{CEsat}	$I_Q = 225$ mA	1		300		mV
Mutesteuerstrom freigegeben	I_M			50			µA
gesperrt	I_M					5	µA
Signalrauschabstand	S/N	$P_Q = 50$ mW, $R_L = 4\ \Omega$	1		50		dB
Stromaufnahme	I_S	$P_Q = 80$ mW, $R_L = 4\ \Omega$	1		140		mA
Wirkungsgrad	η	$P_Q = 80$ mW, $R_L = 4\ \Omega$	1		48		%
Klirrfaktor	k	$f = 0{,}2$–5 kHz, $P_Q = 80$ mW	1		5		%
Klirrfaktor	k	$f = 0{,}5$–2 kHz, $P_Q = 80$ mW	2		1,5		%

Meßschaltung



S geschlossen: Verstärkerbetrieb
S offen: Verstärker gesperrt

Abb. 1

Anwendungsschaltung

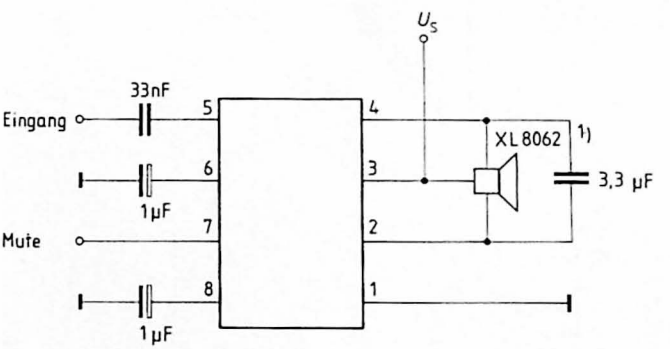


Abb. 2

1) Bezeichnung der Fa. Knowles, USA

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Bild Nr.
SLE 43215 P/SH 100	Q67120-C154	DIP 40	20

Kurzbeschreibung[1)]

Die integrierte MOS-Schaltung SLE 43215 P/SH 100 ist der Ein-Chip-Rechner SLE 43215 mit speziellem ROM-Programm SH 100 für einen zeit- und witterungsgeführten Heizungsregler.

Regler dieser Art finden in energiesparenden Gebäudeheizungen verbeitet Anwendung. Geregelt wird die Vorlauftemperatur des Heizwassers. Sie wird den wechselnden Außentemperaturen so angepaßt, daß sich eine weitgehende Konstanz der Raumtemperatur ergibt.

Darüberhinaus wird die Heizenergie den individuellen Benutzungszeiten des Gebäudes entsprechend zugeführt, d. h. die Vorlauftemperatur nach einem Zeitprogramm gegenüber der Normalbeheizung abgesenkt.

Herkömmliche, analog arbeitende, witterungsgeführte Heizungsregler mit elektrischer Tages- oder Wochenschaltuhr regeln die Vorlauftemperatur bzw. die Kesseltemperatur einer Zentralheizung in Abhängigkeit von der Außentemperatur und der Tageszeit. Damit sind Energiekosteneinsparungen bis zu etwa 20% möglich.

Der Zusammenhang zwischen Außen- und Vorlauftemperatur ist durch eine sogenannte Heizkennlinie gegeben. Sie ist am Heizungsregelgerät einstellbar und vom Benutzer (oder Heizungsinstallateur) auf die heizungstechnischen Daten des jeweiligen Gebäudes abzustimmen. Bei richtig eingestellter Heizkurve bleibt die Raumtemperatur bei schwankender Außentemperatur konstant.

Durch den Einsatz des Mikrocomputers SLE 43215 P/SH 100 lassen sich Heizungsregler entscheidend verbessern, und zwar in den Punkten:

- ausgefeilter Regelalgorithmus
- Selbstüberwachung
- günstiges Preis-/Leistungsverhältnis
- hoher Bedienkomfort

1) Ein Schaltbeispiel (Best. Nr. B/3080) beschreibt Hard- und Software eines kompletten Reglers und seine Bedienung.
Technische Daten des SLE 43215 P/SH 100 sind dem Datenblatt SAB 80215/SLE 43215 zu entnehmen. (Best. Nr. B/2509).

Funktionsumfang des Heizungsreglers

In Kombination mit dem Programm des SLE 43215 P/SH 100 weist die Heizungsreglerschaltung folgenden Funktionsumfang auf:

- Absenkprogramm für sieben Tage
- je Tag zwei Absenkperioden
- Einstellung der Heizkennliniensteigung
- Einstellung der Raumtemperatur durch Parallelverschiebung der Heizkurve
- Einstellung der Absenktemperatur
- Zeituhr
- Sicherung der Zeituhr (Tag, Std., Min.) und sämtlicher Eingabedaten gegen Netzausfall bis zu sechs Stunden
- Einrichtung zur Messung und Anzeige von zwei Temperaturen mit mindestens ± 2 K Genauigkeit (DIN 32 729)
- Überwachung der Sensoren auf Leitungsbruch und Kurzschluß (Warnsignal, Selbstsicherung)
- Regelung mit einstellbarem I-Anteil
- einfache und sichere Bedienung (Benutzerfreundlichkeit)
- bedarfsgesteuerte Pumpenschaltung

Besondere Eigenschaften des SLE 43215 P/SH 100

Der SLE 43215 P/SH 100 enthält einen vollständigen 8-bit-Standard-MC und verschiedene periphere Schaltungen auf einem Chip. Der Rechnerkern entspricht dem SAB 8021, jedoch mit 2-Kbyte-ROM und 128-byte-RAM.

Die auf dem Chip mitintegrierte Peripherie, die besonders für den Heizungsregler von Bedeutung ist, besteht u. a. aus:

- 8-bit-A/D-Wandler mit 3 gemultiplexten Eingängen
- Zeituhr
- gemultiplexte Schnittstelle für 20 Eingabefunktionen, z. B. Tasten,
- gemultiplexte Schnittstelle für 40 Eingabefunktionen, z. B. 4-Sieben-Segment, Ziffern und 12 LED Anzeigen
- Ruhestromversorgung (5 mA) für RAM, Uhr und andere Funktionen
- Timer/Counter für 4, 8 und 12 bit

SLE 43215 – Schnittstelle zur Peripherie

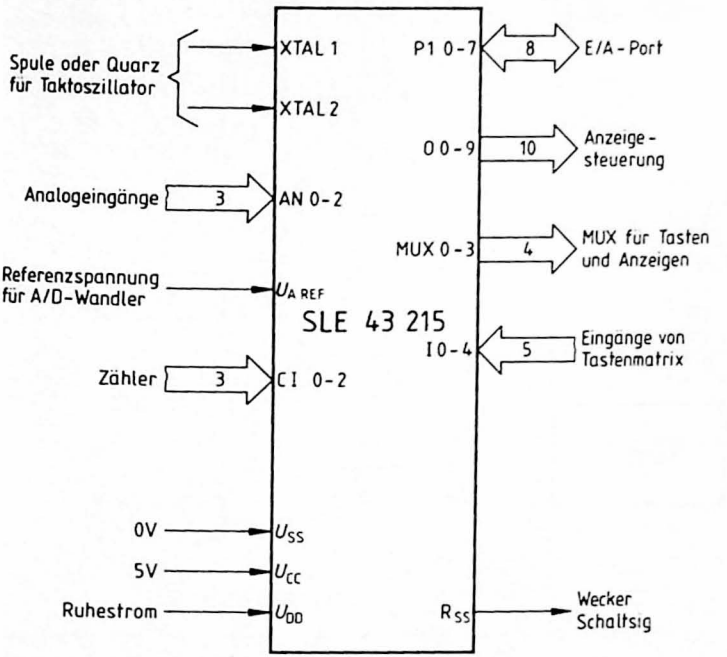
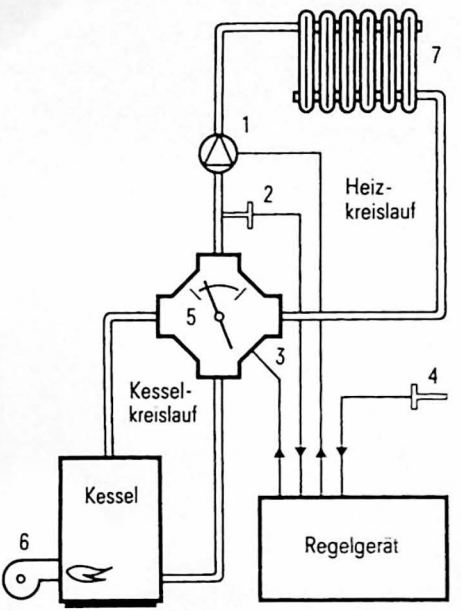


Bild 1



1 Pumpe
2 Vorlauffühler
3 Mischermotor
4 Außentemperaturfühler
5 Mischventil
6 Brenner
7 Heizkörper

Bild 2 zeigt schematisch die Wirkungslinien des Regelgerätes in einer ölbefeuerten Heizanlage.

Monovalenter Heizungsregler mit SLE 43215 P/SH 100 (Blockschaltbild)

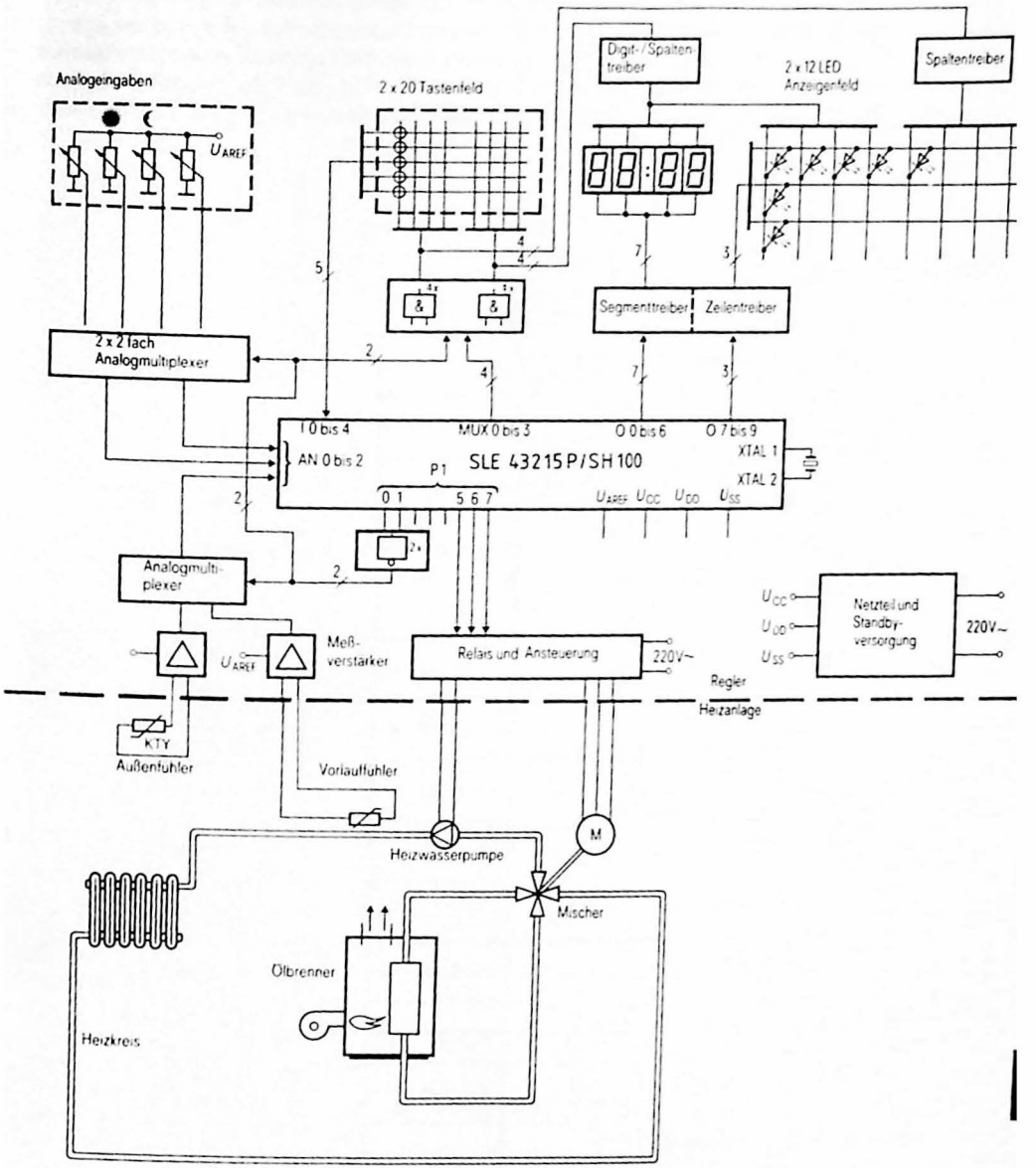


Bild 3

Bild 4 zeigt schematisch ein Beispiel für ein Wochenprogramm. An jedem Wochentag sind zwei Normalheizphasen vorgesehen. Zwischen zwei Normalheizphasen liegt eine Absenkphase, in der die Vorlauftemperatur zur Energieeinsparung abgesenkt wird. Das Zeitprogramm besteht aus der Folge, im 10-Minuten-Raster wählbarer, gespeicherter Umschaltzeitpunkte an denen die Vorlauftemperatur abgegeben bzw. abgesenkt wird. Die Programmierung eines kompletten Wochenprogramms erfordert also die Eingabe von 4 x 7 = 28 Umschaltzeitpunkten.

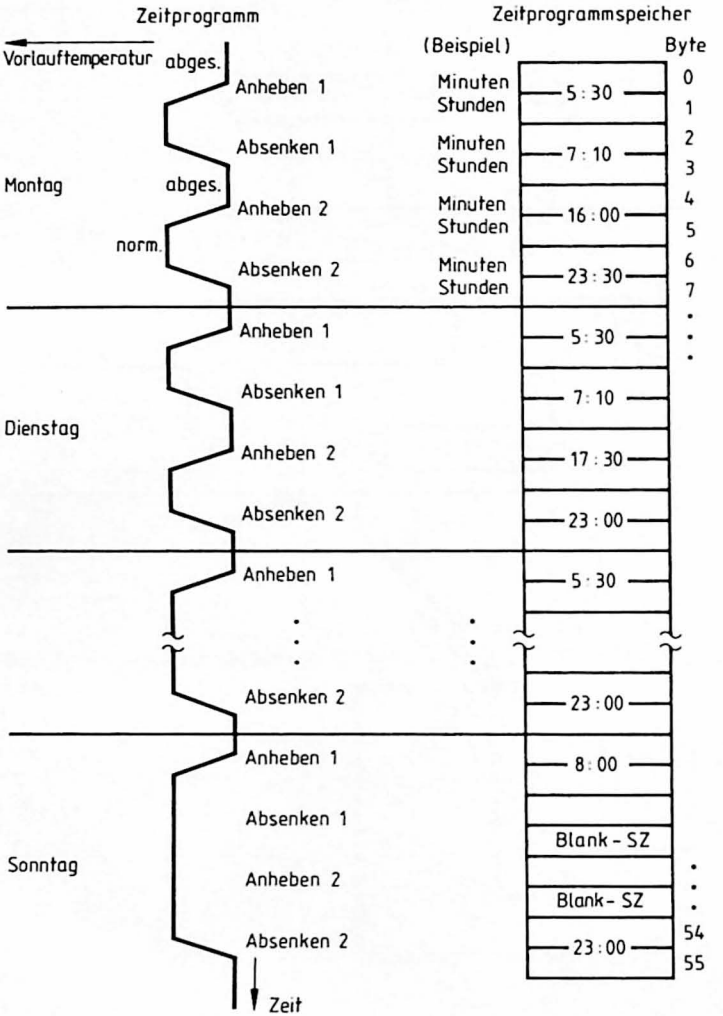


Bild 4

Beschreibung der Programmgrobstruktur

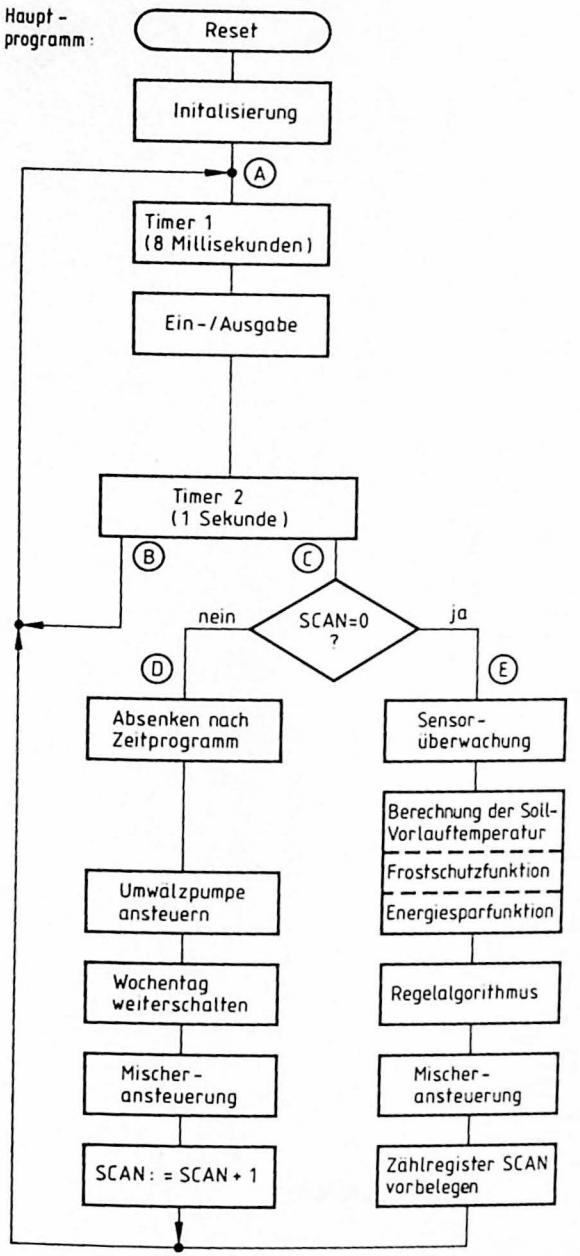


Bild 5 zeigt den Programmablauf der Heizungsregler-Software.

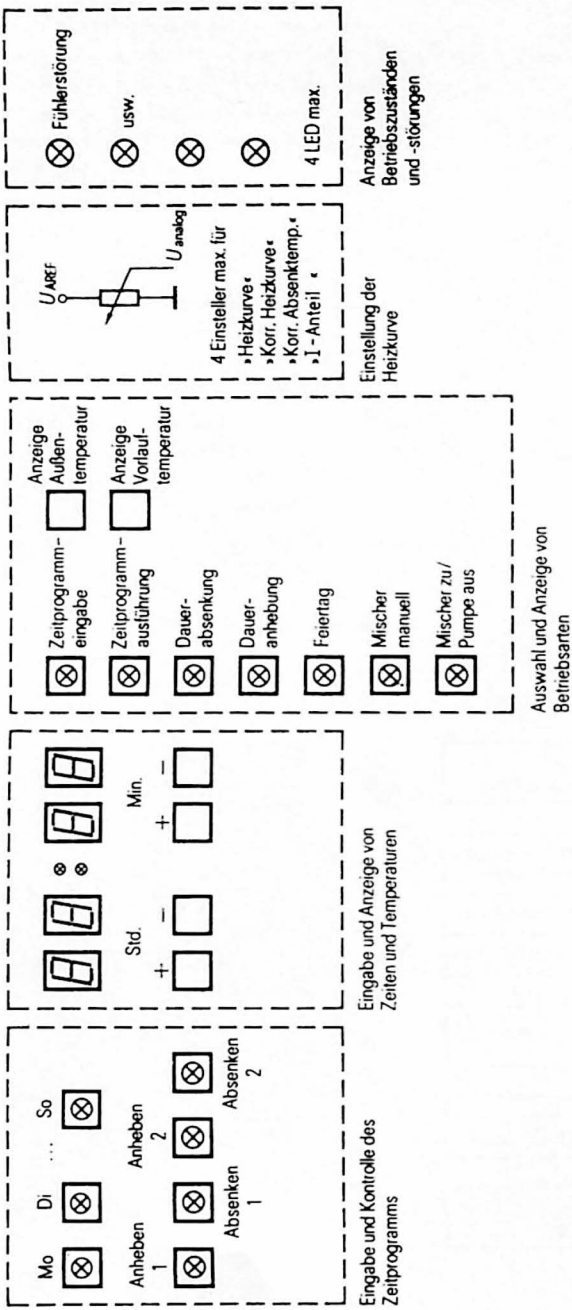
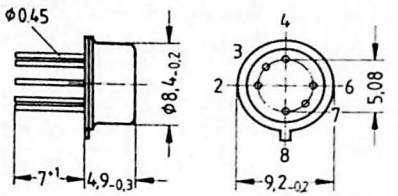


Bild 6 zeigt schematisch das Bedienfeld des Heizungsregelgerätes

Gehäusebauformen

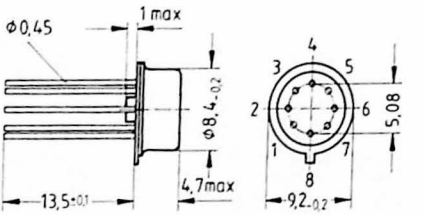
Metallgehäuse 5 H 6 DIN 41873.
(ähnlich TO-78)



Gewicht etwa 1 g

Bild 1

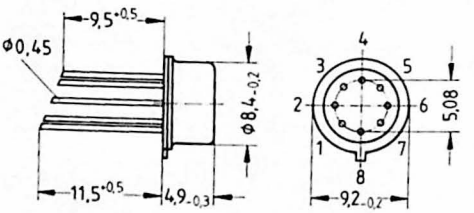
Metallgehäuse ähnl. 5 G 8 DIN 41873
(ähnlich TO-99)



Gewicht etwa 1,2 g

Bild 2

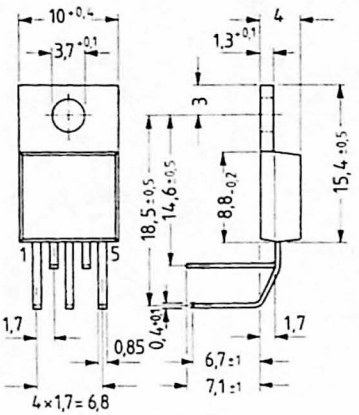
Metallgehäuse 5 G 8 DIN 41873
(ähnlich TO-78)



Gewicht etwa 1,1 g

Bild 3

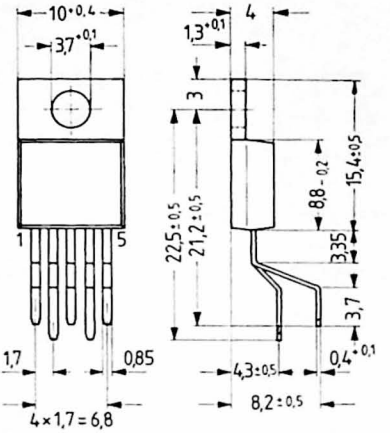
Kunststoff-Leistungsgehäuse, ähnl. TO-220
(mit Kühllasche und 5 Anschlüssen)



Gewicht etwa 2,1 g

Bild 4

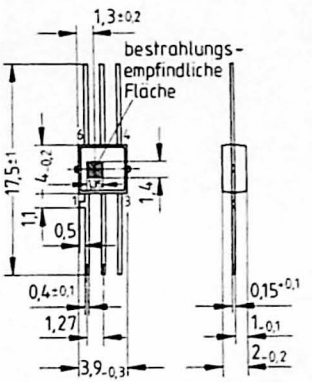
Kunststoff-Leistungsgehäuse, ähnl. TO-220,
(mit Kühllasche und 5 Anschlüssen)



Gewicht etwa 2,1 g

Bild 5

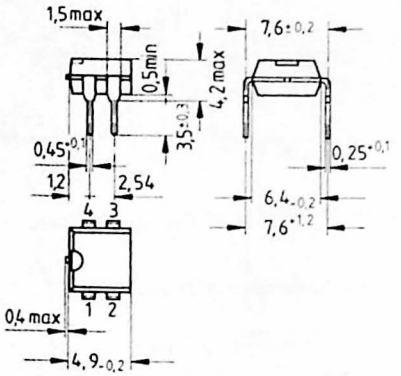
lichtdurchlässiges
Kunststoff-Miniaturgehäuse
6 Anschlüsse



Gewicht etwa 0,1 g

Bild 6

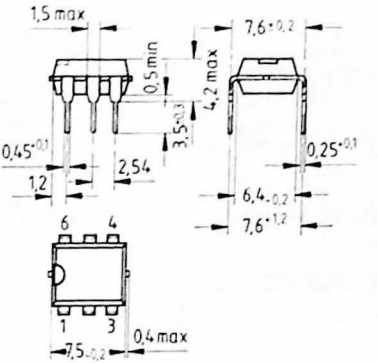
Kunststoff-Steckgehäuse
20 A 4 DIN 41 866
4 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 0,5 g

Bild 7

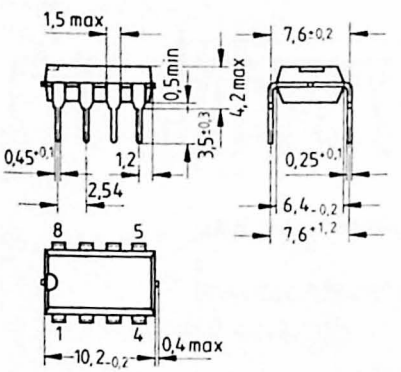
Kunststoff-Steckgehäuse 20 A 6 DIN 41 866,
6 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 0,7 g

Bild 8

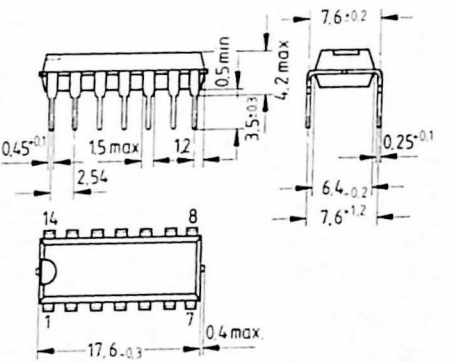
Kunststoff-Steckgehäuse 20 A 8 DIN 41 866,
8 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 0,7 g

Bild 9

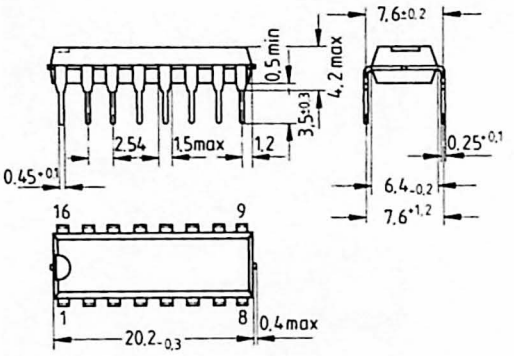
Kunststoff-Steckgehäuse 20 A 14 DIN 41 866,
14 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 1,1 g

Bild 10

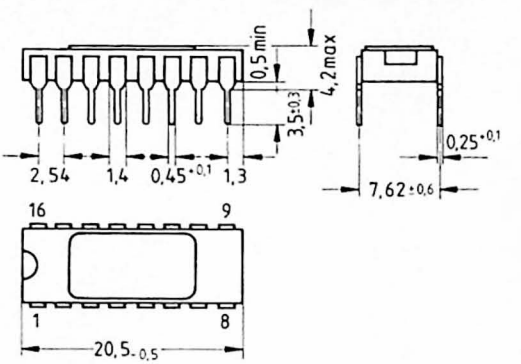
Kunststoff-Steckgehäuse 20 A 16 DIN 41866,
16 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 1,2 g

Bild 11

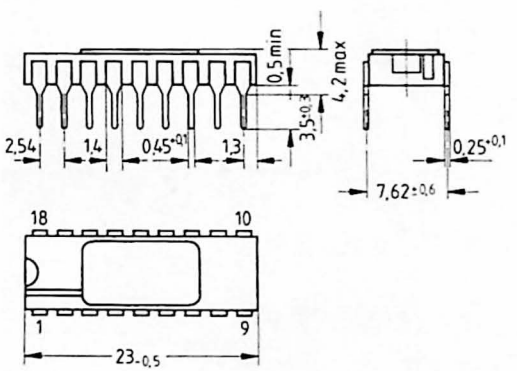
Keramik-Gehäuse, 16 Anschlüsse, DIC



Gewicht etwa 1,4 g

Bild 12

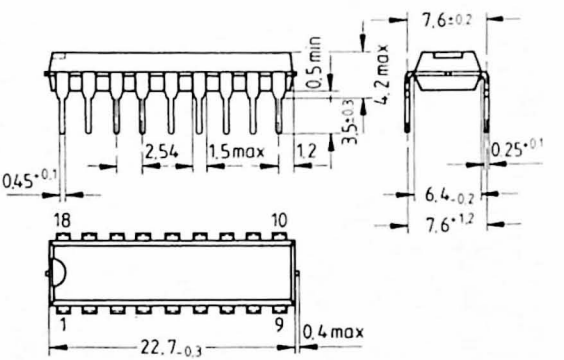
Keramik-Gehäuse, 18 Anschlüsse, DIC



Gewicht etwa 2,7 g

Bild 13

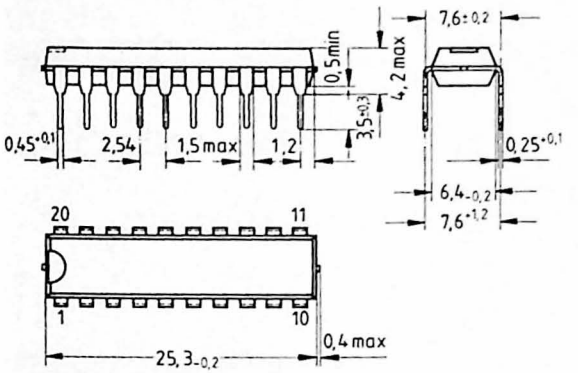
Kunststoff-Steckgehäuse, 20 A 18 DIN 41866,
18 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 1,3 g

Bild 14

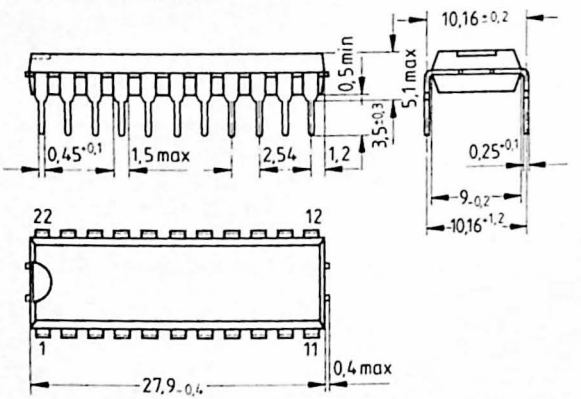
Kunststoff-Steckgehäuse, 20 A 20 DIN 41 866,
20 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 1,5 g

Bild 15

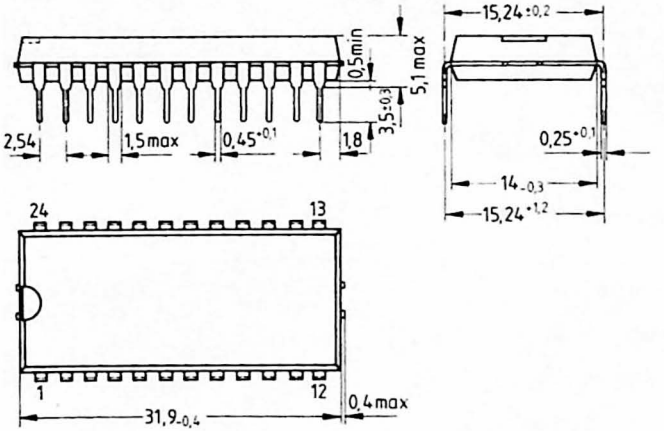
Kunststoff-Steckgehäuse, 20 D 22 DIN 41 866,
22 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 2,1 g

Bild 16

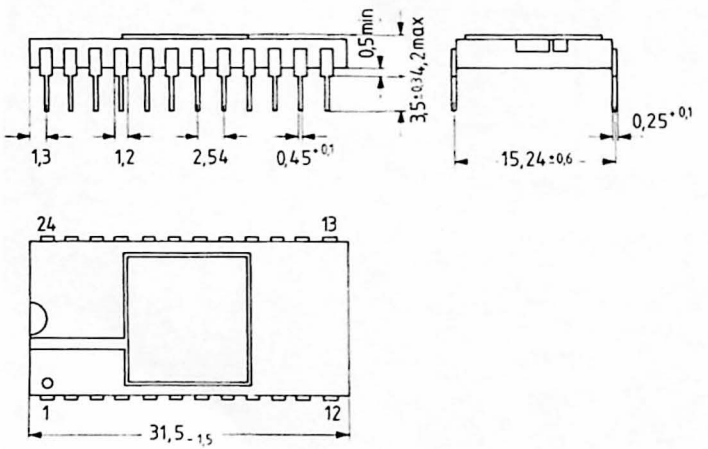
Kunststoff-Steckgehäuse, 20 B 24 DIN 41 866,
24 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 2,5 g

Bild 17

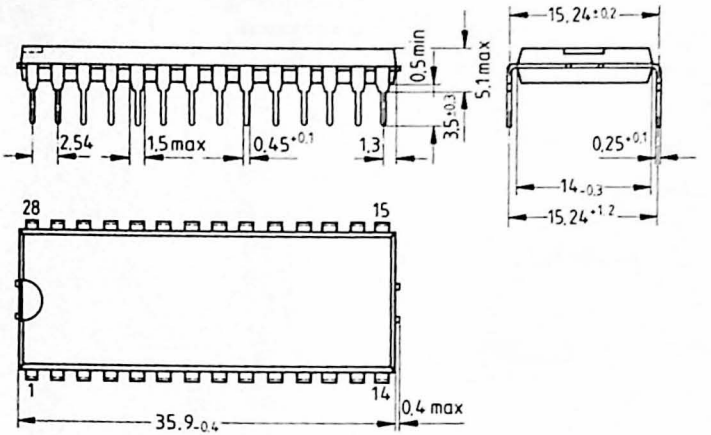
Keramik-Gehäuse, 24 Anschlüsse, DIC



Gewicht etwa 3 g

Bild 18

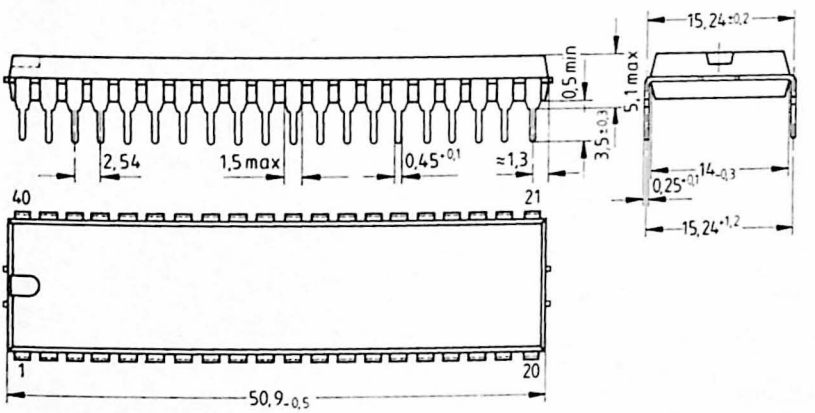
Kunststoff-Steckgehäuse, 20 B 28 DIN 41 866,
28 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 3 g

Bild 19

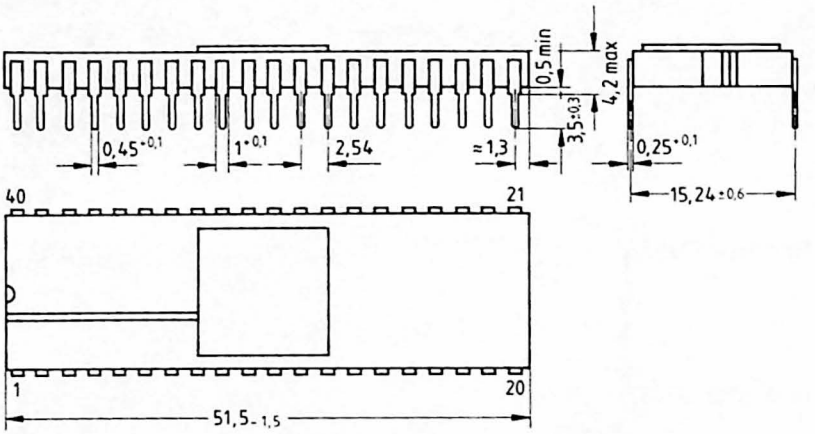
Kunststoff-Steckgehäuse, 20 B 40 DIN 41 866,
40 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 5,9 g

Bild 20

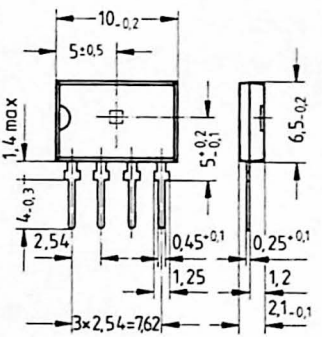
Keramik-Gehäuse, 40 Anschlüsse, DIC



Gewicht etwa 6,8 g

Bild 21

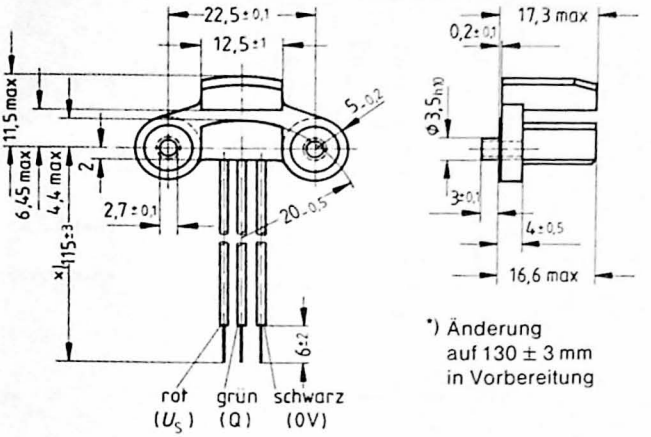
Kunststoff-Flachgehäuse



Gewicht etwa 0,5 g

Bild 22

Sondergehäuse

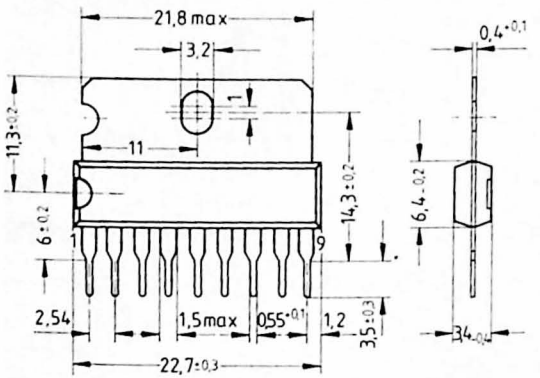


*) Änderung
auf 130 ± 3 mm
in Vorbereitung

Gewicht etwa 8,5 g

Bild 23

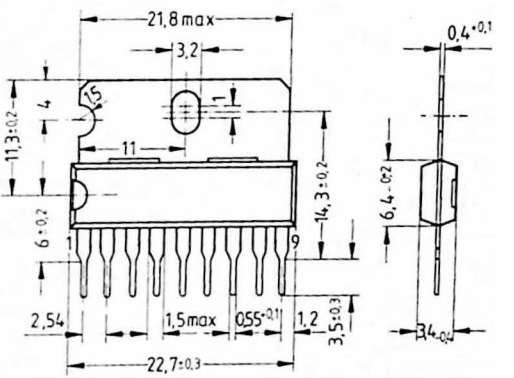
Kunststoff-Leistungsgehäuse
mit Kühlfahne und 9 Anschlüssen, SIP



Gewicht etwa 1,9 g

Bild 24

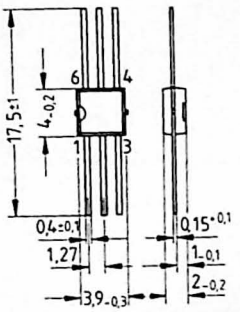
Kunststoff-Leistungsgehäuse
mit Kühlfahne und 9 Anschlüssen, SIP



Gewicht etwa 1,9 g

Bild 25

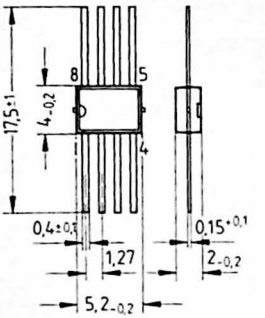
Kunststoff-Miniaturgehäuse
6 Anschlüsse



Gewicht etwa 0,1 g

Bild 26

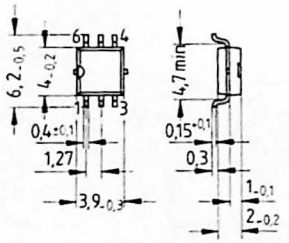
Kunststoff-Miniaturgehäuse
8 Anschlüsse



Gewicht etwa 0,15 g

Bild 27

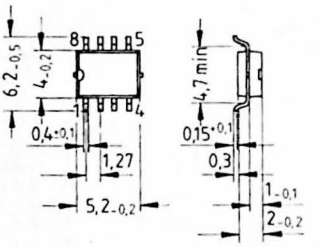
Kunststoff-Miniaturgehäuse (G)
6 Anschlüsse (ähnl. SO-6)



Gewicht etwa 0,1 g

Bild 28

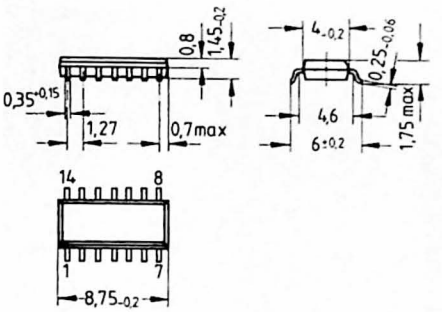
Kunststoff-Miniaturgehäuse (G)
8 Anschlüsse (ähnl. SO-8)



Gewicht etwa 0,15 g

Bild 29

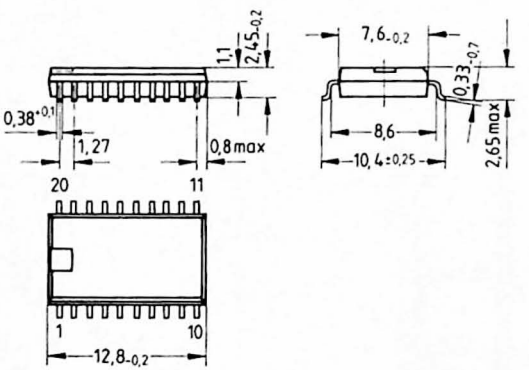
Kunststoff-Miniaturgehäuse (G)
14 Anschlüsse, SO-14



Gewicht ca. 0,13 g

Bild 30

Kunststoff-Miniaturgehäuse (G)
20 Anschlüsse, SO-20L



Gewicht ca. 0,6 g

Bild 31

MIKROPACK-Bauformen

Maße der Perforation nach DIN 15851, Bl. 2

TCA 205 K

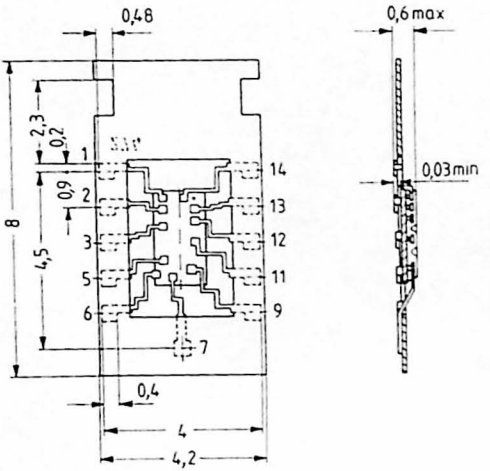


Bild 32

S 0272-S1 K

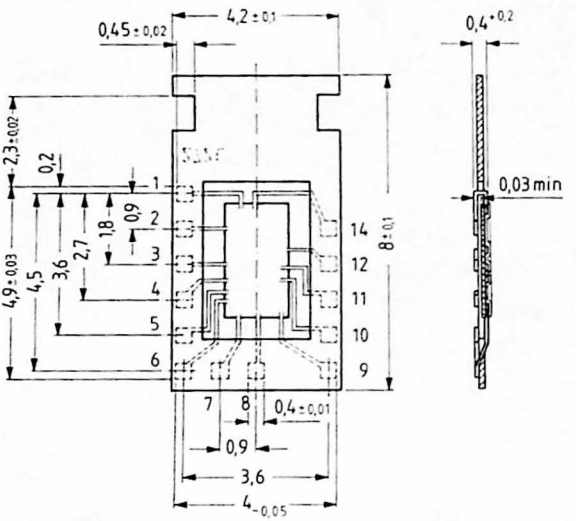


Bild 33

MIKROPACK-Bauformen

Maße der Perforation nach DIN 15851, Bl. 2

TCA 955 K

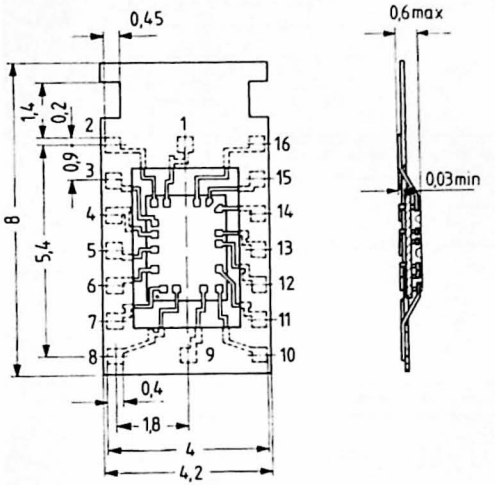


Bild 34

SAS 231 L

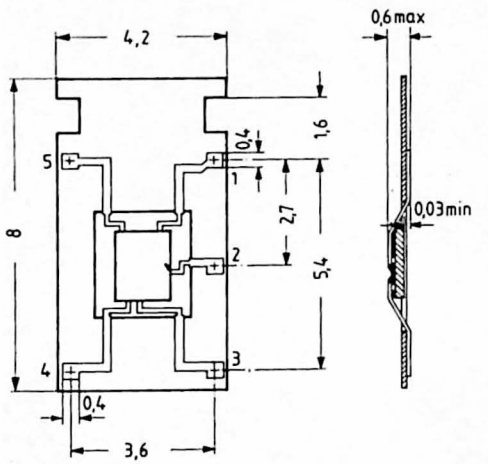
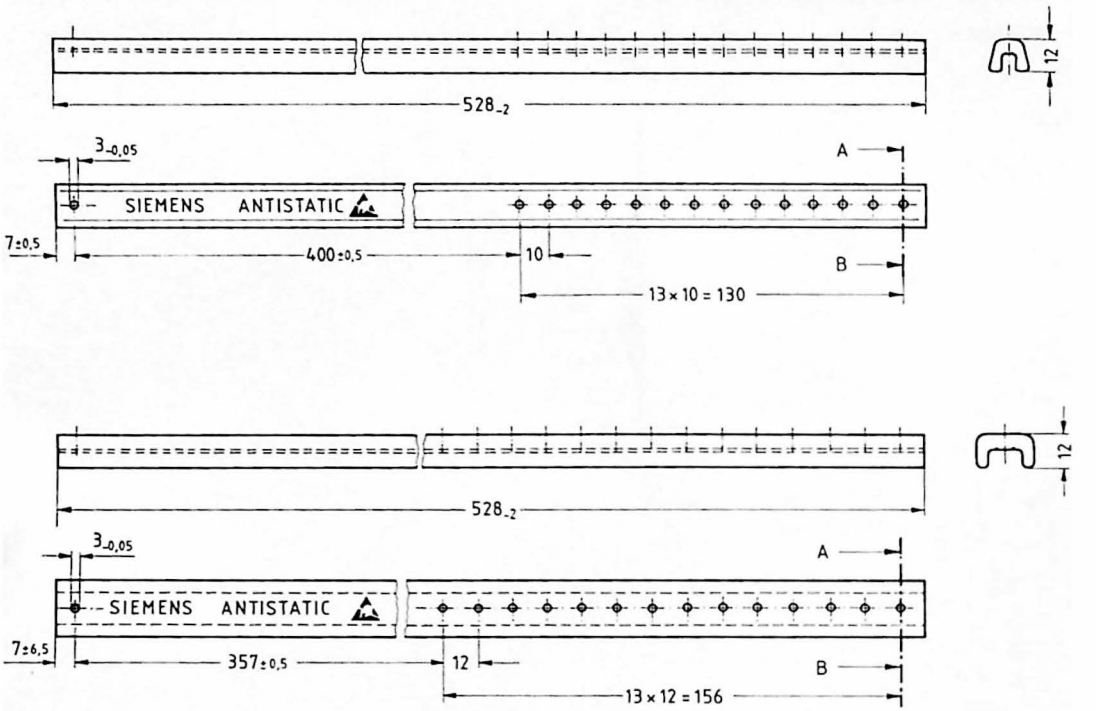


Bild 35

Verpackungsschienen



Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)

Siemens AG, Bereich Bauelemente
Balanstraße 73, Postfach 801709, **D-8000 München 80**
☎ (089) 4144-1 Tx 52108-0 FAX (089) 4144-2689

Siemens in Ihrer Nähe

Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG
Salzufer 6–8
1000 Berlin 10
☎ (030) 3939-1, Tx 1810-278
FAX (030) 3939-2630
Ttx 308190 = sieznb

Siemens AG
Schweriner Straße 1
Postfach 7820
4800 Bielefeld 1
☎ (0521) 291-1, Tx 932805
FAX (0521) 291-375

Siemens AG
Contrescarpe 72
Postfach 107827
2800 Bremen
☎ (0421) 364-0, Tx 245451
FAX (0421) 364-2687

Siemens AG
Lahnweg 10
Postfach 1115
4000 Düsseldorf 1
☎ (0211) 399-0, Tx 8581301
FAX (0211) 399-2506

Siemens AG
Rödelheimer Landstraße 5–9
Postfach 111733
6000 Frankfurt 1
☎ (069) 797-0, Tx 414131
FAX (069) 797-2253

Siemens AG
Habsburgerstraße 132
Postfach 1380
7800 Freiburg 1
☎ (0761) 2712-1
Tx 772842
FAX (0761) 2712-234

Siemens AG
Lindenplatz 2
Postfach 105609
2000 Hamburg 1
☎ (040) 282-1, Tx 215584-0
FAX (040) 282-2210

Siemens AG
Am Maschpark 1
Postfach 5329
3000 Hannover 1
☎ (0511) 129-0, Tx 922333
FAX (0511) 129-2799

Siemens AG
Wittland 2–4
Postfach 4049
2300 Kiel 1
☎ (0431) 5860-1
Tx 292814
FAX (0431) 5860-420

Siemens AG
N 7, 18 (Siemenshaus)
Postfach 2024
6800 Mannheim 1
☎ (0621) 296-1, Tx 462261
FAX (0621) 296-222

Siemens AG
Richard-Strauss-Straße 76
Postfach 202109
8000 München
☎ (089) 9221-0
Tx 0529421-19
FAX (089) 9221-4390

Siemens AG
Von-der-Tann-Straße 30
Postfach 4844
8500 Nürnberg 1
☎ (0911) 654-1, Tx 622251
FAX (0911) 654-3436, 3464

Siemens AG
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 120
7000 Stuttgart 1
☎ (0711) 2076-1, Tx 723941-0
FAX (0711) 2076-706

Siemens AG
Nicolaus-Otto-Straße 4
Postfach 3606
7900 Ulm 1
☎ (0731) 499-1
Tx 712826
FAX (0731) 499-267

Siemens AG
Andreas-Grieser-Str. 30
Postfach 3280
8700 Würzburg 21
☎ (0931) 801-1
Tx 68844
FAX (0931) 801-348

EUROPA

Belgien
Siemens S.A.
chaussée de Charleroi 116
B-1060 Bruxelles
☎ (02) 536-2111, ✉ 21347

Dänemark
Siemens A/S
Borupvang 3
DK-2750 Ballerup
☎ (02) 656565, ✉ 35313

Finnland
Siemens Osakeyhtiö
Mikonkatu 8
Fach 8
SF-00101 Helsinki 10
☎ (0) 1626-1, ✉ 124465

Frankreich
Siemens S.A.
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
☎ (1) 8206120, ✉ 620853

Griechenland
Siemens AE
Voulis 7
P.O.B. 3601
GR-10210 Athen
☎ (01) 3293-1, ✉ 216291

Großbritannien
Siemens Ltd.
Siemens House
Windmill Road
Sunbury-on-Thames
Middlesex TW 16 7HS
☎ (09327) 85691, ✉ 8951091

Irland
Siemens Ltd.
8, Raglan Road
Dublin 4
☎ (01) 684727, ✉ 5341

Italien
Siemens Elettra S.p.A.
Via Fabio Filzi, 29
Casella Postale 10388
I-20100 Milano
☎ (02) 6248, ✉ 330261

Niederlande
Siemens Nederland N.V.
Postb. 16068
NL-2500 BB Den Haag
☎ (070) 782782, ✉ 31373

Norwegen
Siemens A/S
Østre Aker vei 90
Postboks 10, Veitvet
N-Oslo 5
☎ (02) 153090, ✉ 18477

Österreich
Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
Postfach 326
A-1031 Wien
☎ (0222) 7293-0, ✉ 1372-0

Portugal
Siemens S.A.R.L.
Avenida Almirante Reis, 65
Apartado 1380
P-1100 Lisboa-1
☎ (011) 538805, ✉ 12563

Schweden
Siemens AB
Norra Stationsgatan 63-65
Box 23141
S-10435 Stockholm
☎ (08) 161100, ✉ 11672

Schweiz
Siemens-Albis AG
Freilagerstraße 28
Postfach
CH-8047 Zürich
☎ (01) 495-3111, ✉ 558911

Spanien
Siemens S.A.
Orense, 2
Apartado 155
Madrid 20
☎ (01) 4552500, ✉ 42241

Türkei
ETMAŞ Elektrik Tesisati ve
Mühendislik A.Ş.
Meclisi Mebusan Caddesi 55/35
Findikli
P.K. 1001 Karakoey
☎ (011) 452090, ✉ 24233

Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht/Allgemeine Angaben

Operationsverstärker, Leistungsoperationsverstärker

Komparatoren, Schwellenwertschalter

Schaltnetzteile, Spannungsregler

Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber, Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays

Thyristor- und Triacansteuerungen

A/D-Wandler

Zeitgeberschaltungen

Tongeberschaltungen

Fernsteuerungen

ICs für professionelle Funkgeräte

Ansteuerschaltungen für Motoren

ICs für Sensoranwendungen, Näherungsschalter, Hallschaltungen, Lichtsensoren

Nichtflüchtige Speicher

Sonstige ICs

Gehäusebauformen

Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)

Bestell-Nr. 81-B3182
Printed in Germany
KG 888426